

平成 30 年度 修 士 論 文

電動パワーステアリングにおける新しい推定法と制御法の提案

指導教員 橋本 誠司 教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻
電子情報・数理教育プログラム

藤村 悠

目 次

第 1 章 序論	4
1.1 研究背景	4
1.2 研究目的	6
第 2 章 電動パワーステアリングについて	8
2.1 電動パワーステアリングシステムの概要	8
2.2 ステアリング系のモデリング	9
2.2.1 運動方程式の導出	9
2.2.2 状態方程式の導出	11
2.3 ステアリング系と車両系を統合したモデリング	12
2.3.1 運動方程式の導出	12
2.3.2 状態方程式の導出	14
第 3 章 Hardware In the Loop Simulator (HILS) の製作	16
3.1 HILS 装置のシステム同定	18
3.2 HILS 装置の負荷制御	20
第 4 章 新しい状態推定・外乱推定オブザーバ設計	24
4.1 線形同一次元オブザーバ	24
4.1.1 線形同一次元オブザーバの設計法	24
4.1.2 線形同一次元オブザーバの導入	26
4.2 新しいスライディングモード同一次元オブザーバ	26
4.2.1 スライディングモード同一次元オブザーバの導入	26
4.2.2 スライディングモード同一次元オブザーバの適用	28
4.2.3 速度変化を考慮したスライディングモードオブザーバの設計	29
4.3 シミュレーション	30
4.3.1 入力外乱と速度変化による推定誤差の評価	30

4.3.2	逆システムによる外乱推定	36
4.4	状態推定・外乱推定オブザーバ設計のまとめ	38
第 5 章	スライディングモード制御による電動パワーステアリングシステム制御法	39
5.1	EPS の従来制御法とその課題	39
5.2	粘性補償・慣性補償による制御器設計とシミュレーション	40
5.3	スライディングモード制御理論による制御系設計	44
5.3.1	スライディングモード制御理論の概要	44
5.3.2	スライディングモード制御理論による制御系設計	46
5.4	車両・ステアリング系統合モデルによるシミュレーション	47
5.4.1	正弦波入力シミュレーション	47
5.4.2	ステップ入力シミュレーション	48
5.4.3	セルフアライニングトルク変動時のステップ入力シミュレーション	50
5.4.4	横風外乱ステップ入力シミュレーション	52
5.4.5	提案法におけるステアリングフィードの調整法に対する考察	53
第 6 章	ステアリング系と車両系を統合した系に対するモデル規範型スライディングモード制御 による新しい電動パワーステアリングシステム制御法	55
6.1	従来制御器の設計	55
6.2	ステアリング系と車両系を統合したモデル規範制御器の設計	56
6.2.1	規範モデルの設計	56
6.2.2	制御則の導出	57
6.3	ステアリング系と車両系を統合したモデルによるシミュレーション	59
6.3.1	正弦波入力シミュレーション	59
6.3.2	ステップ入力シミュレーション	61
6.3.3	セルフアライニングトルク変動時のステップ入力シミュレーション	61
6.3.4	横風外乱ステップ入力シミュレーション	62
6.3.5	ステアリングフィードの調整に対する考察	65
6.4	HILS を用いた実験	65
6.4.1	ステアリングトルクに対するステップ入力実験	65
6.4.2	横風外乱ステップ入力実験	66
6.5	モデル規範型制御による電動パワーステアリングシステム制御法のまとめ	67

第 7 章 まとめ	68
修論発表会 質疑応答	69
参考文献	70
発表論文	76
謝辞	78

第1章 序論

1.1 研究背景

近年、環境問題への配慮は分野を問わず重要なテーマとなっている。自動車産業界においてもこれは例外ではなく、エンジンや油圧等のアクチュエータから高効率のモータへの移行など、従来の石油資源をエネルギー源としたアクチュエータから電気を用いたアクチュエータへの移行のための研究・開発が盛んとなっている^{[1]–[6]}。

パワーステアリング (PS) とは、ドライバーのステアリングを何らかの機械的な方法で補助する機構のことである。従来のパワーアシストは油圧によって行う油圧式パワーステアリング (HPS: Hydraulic Power Steering) が主に用いられていた。電動パワーステアリング (EPS: Electric Power Steering) は、そのパワーアシストを従来のパワーステアリングで用いられていた油圧ポンプの代わりにモータを用い、その制御を電子制御ユニット (ECU) で行うものである。HPS に対し EPS の利点は以下である^[7]。

1. エンジン動作している間は常に動いている油圧ポンプを用いる HPS に対し、EPS はモータを用いるのでモータ駆動時にしかエネルギーを消費せず、HPS に比べ燃費を改善することができる。
2. HPS は油圧のためポンプ・チューブ・オイル・伝送ベルトなどを必要とするが EPS は部品数が比較的少なく、組付けがしやすい構造である。
3. EPS は ECU により電子制御されるので単純にステアリングトルクを定数倍する HPS に比べより複雑な制御を行うことが可能となり、自動運転や走行安定性向上などのアクティブセーフティの機能を実現することができる。

また自動車の基本的な機能である、走る・曲がる機能の向上はもちろん、多くの面から EPS を用いた新しい機能や性能改善について研究が進められている。車両の運動特性を改善するため、EPS による四輪独立操舵^{[8]–[10]}などが報告されている。また、安全性や自動操舵制御のためのレーンキープ^[11]や経路追従^{[12],[13]}も報告されている。さらに、摩擦変動などのパラメータ変動に対する車両安定性向上のための研究^[14]、人間のドライバモデルを考慮した自動操舵制御^{[15]–[17]}など、複雑な条件を考慮した新しい機能や価値が求められている^{[18],[19]}。

さらに、上記の制御をドライバへの安全性を確保しながら実現するため、可変ギア比電動パワーステアリングシステムの制御法^{[20],[21]} やステアバイワイヤ車両制御の研究^{[22]–[24]} など、新しい EPS システムの構築の研究も行われている。

以上のことから、EPS は次世代の自動車産業において最早欠かせないものであり、今後もその機能は更に多機能化・高機能化していくと考えられる。

1.2 研究目的

前節の通り、パワーステアリングは油圧式から電動へ急速に置き換えが進められている。一方、EPS は油圧式に比べてモータの慣性モーメントや組み付けによる影響を受けやすく、ドライバが EPS を用いて自動車を操舵する場合、極めて多くのパラメータ変動や外乱が存在する^{[25]–[27]}。例えとして、下記のものが挙げられる。

1. 自動車の走行速度
2. 走行時の横風、セルフアライニングトルク^[28]
3. EPS 内部の部品特性のばらつきや操舵の不快感や不安定化の原因となるモデル外要素
4. 舗装されたアスファルト、未舗装の道路、砂利道、凍結した道路などの路面変化

現状の EPS の制御系はこれらの影響を考慮し、マップ補償と呼ばれるアシスト・慣性補償・減衰補償・位相補償など、非線形性を強く持つそれぞれのマップを組み合わせた制御が行われている^[28]。さらに、油圧式と同等の操作感覚を生み出すため、長年経験を積んでそれらの評価が可能である評価ドライバーが多くの環境下で運転、評価、及びモータの制御パラメータの調整を繰り返すことでドライバの運転のしやすさと車両の安定性を両立した制御システムを構築している^[29]。

これらの制御は調整が直感的であるが、非線形な摩擦やセルフアライニングトルクといった外乱などのステアリングフィールを劣化させる要因に対してロバスト性が低いという特徴を持つ。そのため、現状では多くのテストを通して安定性を確保しつつ、良いステアリングフィールを構築するために試行錯誤的にパラメータを決定している。しかし、アクティブセーフティ等の高次な機能を実現するに当たり、これらの環境やパラメータ変動ごとに制御器を調整する方法は考慮する場面やマップ制御がさらに増えることを意味し、工数やコストの増大が懸念される。

上記のような非線形要素や外乱に対し、EPS のステアリングフィールの劣化を防ぐため、多くの研究がなされている。オンセンタ領域での非線形摩擦によるスティックスリップ現象を抑制する研究^[25]、適度な非線形摩擦を付与することでステアリングフィールと安定性を向上させる研究^[30]、文献^{[31], [32]}では理想の非線形摩擦と低次の伝達関数によって構築された規範モデルに追従するモデル規範制御などが報告されている。さらに、アドミタンス制御^[33]や \mathcal{H}_∞ 制御^[34]、スライディングモード制御^[35]など、理想のステアリングフィールを実現する制御が報告されている。車両運動を考慮したゲインスケジュールド EPS 設計法^{[36], [37]}も提案されている。

また、車両や EPS の状態推定やセルフアライニングトルクなどの外乱推定に関しても多くの研究が行われている。横滑り角を測定する高価なセンサを必要としない推定法^[38]、スライディングモー

ドオブザーバを用いた出力外乱を推定し除去する推定法^[39]，同一次元オブザーバを用いた横風外乱の推定法と除去制御^[40]，外乱オブザーバにて推定したタイヤ負荷に応じたアシスト制御^[41]，また，外乱に加えコストやノイズといった問題に対しても様々な推定法^[42]が導入，検討されている．

ここで，文献^{[31]–[35]}に注目すると，あるモデルを規範モデルとし，EPSの応答を規範モデルの応答に追従させることでロバスト性を高めるための提案がなされているが，下記の問題がある．

1. 目標とする操舵特性を伝達関数で表すため，非線形なマップ制御をそのまま適用しにくい
2. ステアリング系を制御対象としているため，ヨーレートや横滑り角といった車両運動の制御には追加の制御器が必要

また，文献^{[38]–[41]}における推定法に関しても下記の問題点がある．

1. 状態推定オブザーバにおいて，速度変動による制御対象のパラメータ変動や外乱を設計に陽に考慮できていない
2. 外乱オブザーバにおいて，速度変動による影響を考慮できていない

上記を考慮し，本論文では，車両運動を考慮でき，従来のマップ制御と近い方法で調整でき，ドライバの操舵感とロバスト性を向上させることを目指した制御系および推定器の設計を行う．具体的には，本論文では以下の項目の提案を行う．

1. HILS 開発による走行状態の再現
2. 速度変動と横風外乱を考慮した状態推定オブザーバ設計
3. セルフアライニングトルクと横風外乱にロバストなスライディングモード制御系設計
4. セルフアライニングトルクと横風外乱にロバストで，従来法と同じ手法でステアリングフィールの調整ができるモデル規範型スライディングモード制御系設計

本論文は次のように構成される．第2章では，EPSの概要を示し，シミュレーション及び制御設計のための物理モデルとその状態空間方程式を導出する．第3章では，様々な環境下で提案制御を効率よくテストするため，自動車の走行状況を再現する Hardware In the Loop Simulator (HILS) を構築する．第4章では自動車の速度変化に対してロバストなスライディングモードオブザーバと外乱推定器の設計を行う．第5章ではセルフアライニングトルクと横風外乱にロバストなスライディングモード制御系設計を行う．第6章ではセルフアライニングトルクと横風外乱にロバストで，従来法と同じ手法でステアリングフィールの調整ができるモデル規範型スライディングモード制御系設計を行う．そして第7章で本論文のまとめを述べる．

第2章 電動パワーステアリングについて

2.1 電動パワーステアリングシステムの概要

電動パワーステアリングシステム (EPS) とは、操舵トルク信号をフィードバックしドライバのステアリングトルクに応じて電動のモータにより適切なトルクアシストをする装置である。アシストトルクの特徴は自動車の走行状態により変化し、モータから生じる大きなアシストトルクにより操舵フィーリングの悪化や車両安定性の低下を慣性補償、粘性補償、位相補償等で補う役割を持つ^[28]。電動パワーステアリングはアシストトルクを発生させるモータの位置によりコラムアシスト型、ピニオンアシスト型、ラックアシスト型等に分類される。これらの例を図 2.1, 2.2, 2.3 に示す。



図 2.1: コラムアシスト型

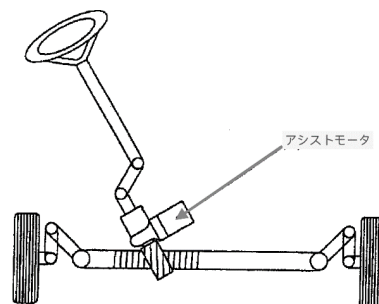


図 2.2: ピニオンアシスト型



図 2.3: ラックアシスト型

2.2 ステアリング系のモデリング

2.2.1 運動方程式の導出

本節では対象とする EPS の理論式を導出する．図 2.4 にステアリング系の実験装置の構成を示す．この運動方程式はハンドル軸，モータ軸，タイヤ軸の 3 慣性系であり，モータは減速ギアを介してコラム軸にトルクを伝達し，コラム軸の回転はステアリングギアを介してタイヤ軸の回転に伝達される．これらより，(2.1)-(2.3) の運動方程式が導出される．物理定数の定義を表 2.1 に示す．

$$\begin{cases} I_h \ddot{\theta}_h + K_h(\theta_h - N_t \theta_T) & = T_h \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} I_m \ddot{\theta}_m + \frac{K_h(N_t \theta_T - \theta_h)}{N_m} + N_m N_t \theta_T & = T_m \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} I_T \ddot{\theta}_T + C_T \dot{\theta}_T + K_T \theta_T & = T_T \end{cases} \quad (2.3)$$

(2.1)-(2.3) の運動方程式はステアリング，モータ，タイヤ間で減速比が異なるためタイヤ軸を基準とし変換して整理すると，(2.4)(2.5) となる．ただし，添字の大文字はタイヤ軸変換後の値を示す．

$$\begin{cases} I_H \ddot{\theta}_H + K_H(\theta_H - \theta_M) & = T_H \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} I_M \ddot{\theta}_M + C_T \dot{\theta}_M + K_T \theta_M + K_H(\theta_M - \theta_H) & = T_M \end{cases} \quad (2.5)$$

ただし $\theta_T = \theta_M$ であり $I_M = (N_t N_m)^2 I_m + I_T$ である．

表 2.1: 各記号定義

I_h	ハンドル慣性モーメント
I_m	モータ慣性モーメント
I_T	タイヤ慣性モーメント
K_h	トーションバーバネ定数
K_T	タイヤばね定数
C_T	タイヤダンパー定数
N_T	ハンドル軸とタイヤ軸のギア比率
N_m	モータ軸とタイヤ軸のギア比率
θ_h	ハンドル軸回転角度
θ_m	モータ軸回転角度
θ_h	ハンドル軸入力トルク
θ_m	モータ軸入力トルク

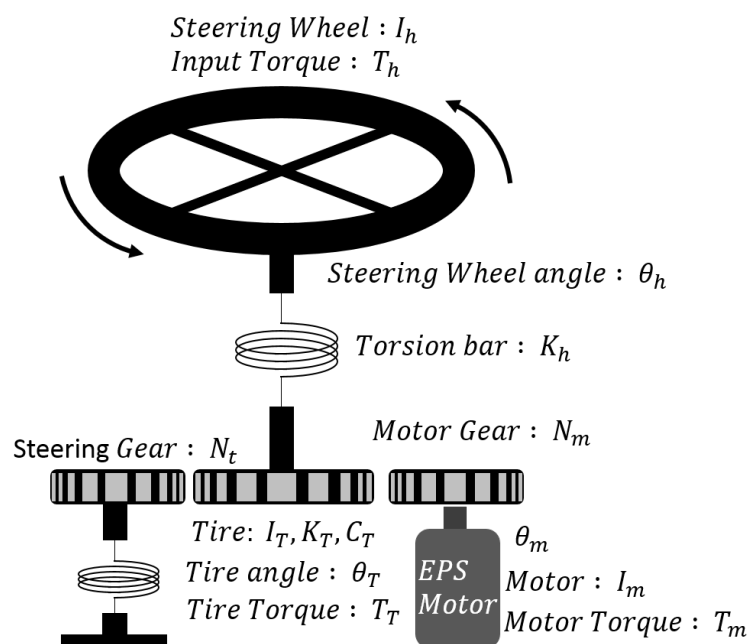


図 2.4: ステアリング系のモデル図

表 2.2: 実機パラメータ同定値

$I_H[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	2.87e-04	ハンドル慣性モーメント
$I_H[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	8.47e-04	モータ慣性モーメント
$K_H[\text{Nm/deg}]$	1.33	トーシヨンバーバネ定数
$K_T[\text{Nm/deg}]$	0.0563	タイヤばね定数
$C_T[\text{Nm} \cdot \text{s/deg}]$	0.0156	タイヤダンパー定数

ここで，表 2.2 に実機同定を行った結果のパラメータを示す．

2.2.2 状態方程式の導出

本節では制御理論を適応するために、前節で導出した電動パワーステアリングの方程式を状態方程式として表現する。(2.4), (2.5) は以下のように変換できる。

$$\begin{cases} \ddot{\theta}_H = \frac{K_H \theta_H}{I_H} + \frac{K_H \theta_M}{I_H} + \frac{T_H}{I_H} \\ \ddot{\theta}_M = -\frac{C_T \dot{\theta}_M}{I_M} - \frac{K_T - K_H}{I_M} \dot{\theta}_M + \frac{K_H \theta_H}{I_M} + \frac{T_M}{I_M} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$(2.7)$$

EPS のシステムのパラメータが時間的に変化しないと仮定すると、線形時不変系の状態方程式は次のように表せる。

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_1(t) + Eu_2(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.8)$$

$$(2.9)$$

(2.8) がシステムを表す状態方程式, (2.9) がシステムの観測に関する出力方程式である。ここで, x : 状態変数ベクトル, y : 出力ベクトル, u_1 : 制御入力, u_2 : 未知入力, A : システム行列, B : 入力行列, C : 出力行列, E : 未知入力行列である。このシステムのブロック図を図 2.5 に示す。

$$\begin{pmatrix} \dot{\theta}_H \\ \ddot{\theta}_H \\ \dot{\theta}_M \\ \ddot{\theta}_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_H}{I_H} & 0 & \frac{K_H}{I_H} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_H}{I_M} & 0 & -\frac{K_H+K_T}{I_M} & -\frac{C_T}{I_M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_H \\ \dot{\theta}_H \\ \theta_M \\ \dot{\theta}_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_H} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} T_H + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{I_M} \end{pmatrix} T_M \quad (2.10)$$

ここで、状態変数ベクトル x は $[\theta_H \ \dot{\theta}_H \ \theta_M \ \dot{\theta}_M]^T$ となる。

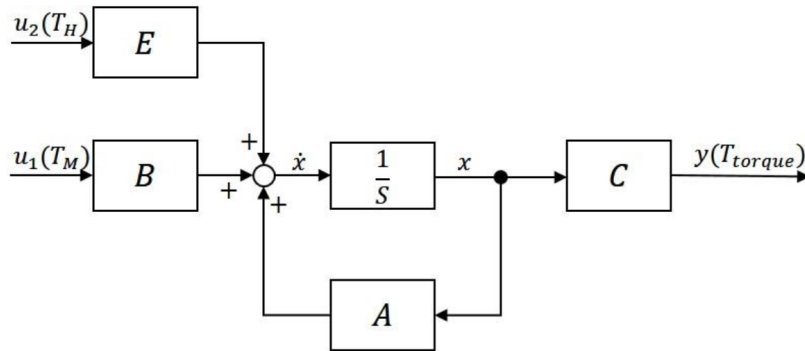


図 2.5: EPS の状態方程式のブロック線図

2.3 ステアリング系と車両系を統合したモデリング

2.3.1 運動方程式の導出

本設では車両運動を考慮した制御系設計やオブザーバ設計を行うため、EPS と車両系を統合したモデリングを行う。車両モデルは図 2.6 で示す線形タイヤモデルによる標準的な二輪モデルを用いる。ステアリング系の運動方程式は、(2.11),(2.12) で表され、車両の運動方程式は (2.14),(2.15) で表される。 F_f はセルフアライニングトルクを示し、(2.13) で表される。横加速度センサ出力については (2.16) で表される。ただし、 $\theta_M = \delta$ である。図中及び数式中の記号や各定数は表 2.3,2.4 に示す。

$$\begin{cases} I_H \ddot{\theta}_H + K_H(\theta_H - \theta_M) & = T_H \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} I_M \ddot{\theta}_M + C_T \dot{\theta}_M + K_H(\theta_M - \theta_H) & = T_M - F_f \end{cases} \quad (2.12)$$

$$F_r = -2\zeta K_r(\beta + \frac{L_f \gamma}{V} - \delta) \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \left\{ mV + \frac{2(L_f K_f - L_r K_r)}{V} \right\} \gamma + mV \dot{\beta} + 2(K_f + K_r)\beta & = 2K_r \delta + F_G \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} I_v \dot{\gamma} + \frac{2(L_f^2 K_f + L_r^2 K_r)}{V} \gamma + 2(L_f K_f - L_r K_r)\beta & = 2L_f K_f \delta \end{cases} \quad (2.15)$$

$$G_y = \dot{v}_y + V\gamma \quad (2.16)$$

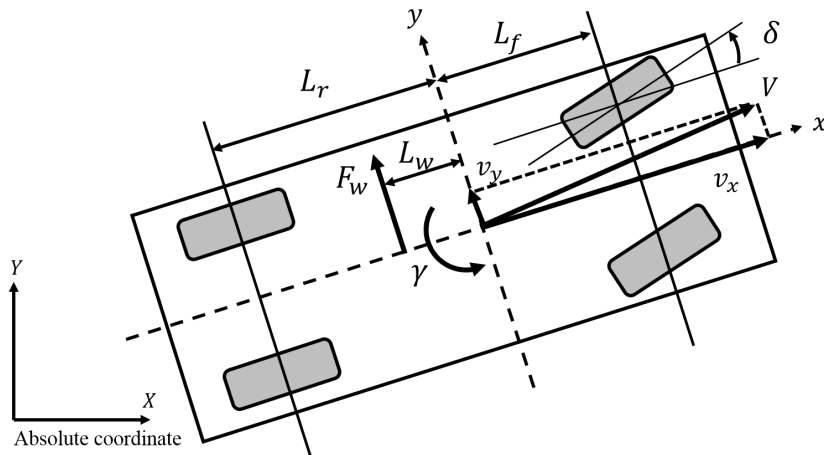


図 2.6: 車両モデル

表 2.3: Parameters for simulation

I_h	Steering wheel inertia	0.0444 kgm ²
I_m	Motor inertia	0.00025 kgm ²
I_T	Tire inertia	3.0 kgm ²
K_h	torsion-bar stiffness	135 Nm/rad
C_T	Tire damping	389 Nms/rad
N_T	Steering gear ratio	16.2
N_m	Motor gear ratio	18
m	Vehicle mass	1188 kg
V	Vehicle velocity	50 km/h
I_v	Vehicle yawing inertia	1610 kgm ²
L_f	Front Axle - C.G. distance	0.919 m
L_r	Rear Axle - C.G. distance	1.471 m
L_w	Cross wind - C.G. distance	0.4 m
K_f	Front cornering power	57153 N/rad
K_r	Rear cornering power	78139 N/rad
ζ	Trail	0.0546 m

表 2.4: Variables for simulation

θ_h	Steering wheel angle	[rad]
θ_m	Motor angle	[rad]
δ	Tire angle	[rad]
γ	Yaw rate	[rad/s]
β	Vehicle slip side angle	[rad]
T_h	Steering torque	[Nm]
T_M	Motor torque	[Nm]
F_w	cross wind	[Nm]

2.3.2 状態方程式の導出

前節のステアリングモデルと車両モデルを統合した状態方程式は (2.17) で表される.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + E_1 T_H + E_2 F_w \\ y(t) &= Cx(t) \quad u(t) = T_M\end{aligned}\tag{2.17}$$

ここで, 状態ベクトルと出力ベクトルは

$$x = [\beta, \gamma, \theta_H, \dot{\theta}_H, \delta, \dot{\delta}]^T,\tag{2.18}$$

$$y = [G_y, \gamma, \theta_H, \dot{\theta}_H, \delta, \dot{\delta}]^T\tag{2.19}$$

であり, 状態行列 A , 入力行列 B , 出力行列 C は (2.20)-(2.22) のようになる. またステアリングトルク T_H , 横風外乱 F_w は観測できない外乱であり, E_1, E_2 は外乱行列である. なお, 本論文では横風外乱を図 2.6 に示すように, 常に y 方向かつ重心から L_w の位置に働くものとした.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & a_{15} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & a_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 & a_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & a_{64} & a_{65} & a_{66} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & 0 & 0 & c_{15} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_{61} \end{pmatrix}, E_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ e_{14} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, E_2 = \begin{pmatrix} e_{21} \\ e_{22} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

行列の各係数は以下のとおりである．

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{2(K_f + K_r)}{mV}, \quad a_{12} = -1 - \frac{2(L_f K_f - L_r K_r)}{mV^2}, \quad a_{15} = \frac{2K_f}{mV}, \quad a_{21} = -\frac{2(L_f K_f - L_r K_r)}{I_v}, \\ a_{22} &= -\frac{2(L_f^2 K_f - L_r^2 K_r)}{mV^2}, \quad a_{25} = \frac{2L_f K_f}{I_v}, \quad a_{43} = -\frac{K_H}{I_H}, \quad a_{45} = \frac{K_H}{I_H}, \quad a_{61} = \frac{2\zeta K_f}{I_M}, \\ a_{62} &= \frac{2\zeta K_f L_f}{V I_M}, \quad a_{63} = \frac{K_H}{I_M}, \quad a_{65} = -\frac{K_H + 2\zeta K_f}{I_M}, \quad a_{66} = -\frac{CT}{IM}, \quad b_{61} = \frac{1}{I_M}, \quad c_{11} = -\frac{2(K_f + K_r)}{m}, \\ c_{12} &= -\frac{2(L_f K_f - L_r K_r)}{mV}, \quad c_{15} = \frac{2K_f}{m}, \quad e_{14} = \frac{1}{I_H}, \quad e_{21} = \frac{1}{m}, \quad e_{22} = \frac{L_w}{I_v} \end{aligned}$$

第3章 Hardware In the Loop Simulator (HILS) の製作

本研究では実車特性を再現するため、実機の一部を用いその他をシミュレーションで補う Hardware In the Loop Simulator (HILS) を制作した。この HILS を用いて実機を模擬して実験を行う。図 3.1 にその構成を示し、図 3.2 に写真を示す。この実験装置では負荷モータをラックアンドピニオンギアに取り付けタイヤや路面からの反力を再現している。この実験装置は、アシストモータ・負荷モータをそれぞれ DSP からサーボアンプを通して制御するようになっている。ステアリングトルクやモータトルク入力に対しハンドル角またはモータ角をフィードバックし路面負荷の再現及びアシスト制御を行う。負荷モータは AC サーボモータを、アシストモータにはブラシ付 DC モータを持つ。ブラシ付 DC モータは電源を車用バッテリーとして MOSFET を用いて H ブリッジを構築し DSP でその制御を行う。

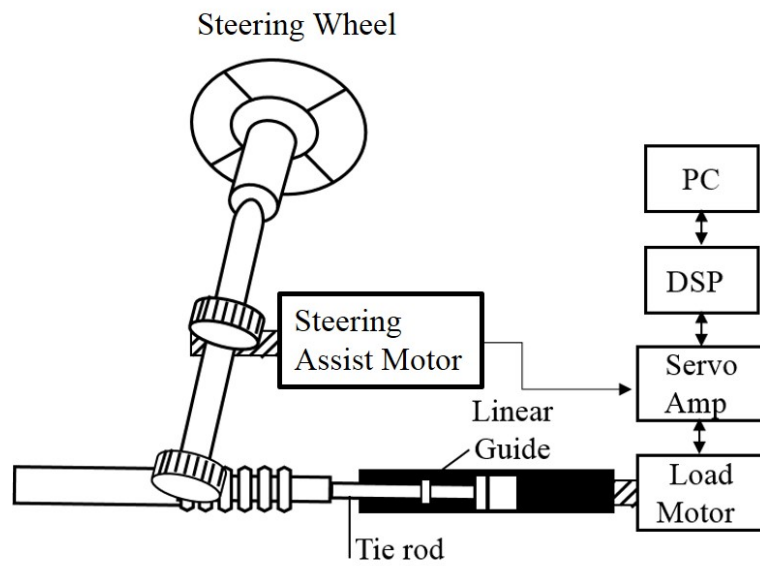


図 3.1: HILS の模式図

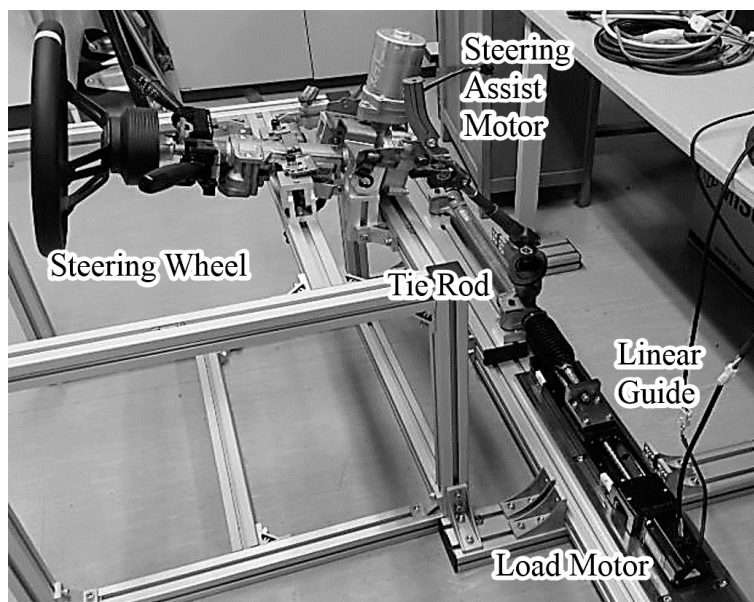


図 3.2: 本研究で使用した EPS の実験装置

3.1 HILS 装置のシステム同定

本節ではタイヤ負荷を再現するための負荷制御を行うため，HILS 装置のシステム同定を行う．再現する負荷はステアリング系もしくはステアリング系・車両系を統合したモデルに対し，DSP の計算容量や人間の応答性を考慮し，2 次モデルに低次元化したモデルを用いてシステム同定や目標特性を設定する．

このとき，低次元化した HILS のプラントモデルは (3.1) の 2 次のモデルで表される．この 2 次モデルを目標特性とした負荷制御を行うため，(3.1) の k_1, k_2 をシステム同定により求める．

$$P(s) = k_2 \frac{1}{s^2 + k_1 s} \quad (3.1)$$

システム同定の結果を図 3.3, 3.4 に示す． u_1, y_1, y_2 はそれぞれ入力トルク，角度，角速度を表している．フィッティング率も十分に高いことがわかる．システム同定により求めた各係数を表 3.1 に示す．

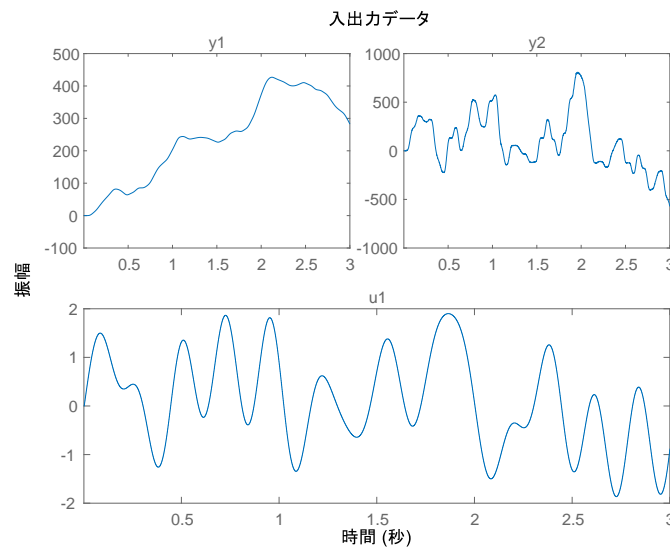


図 3.3: HILS システム同定のための入出力時間応答

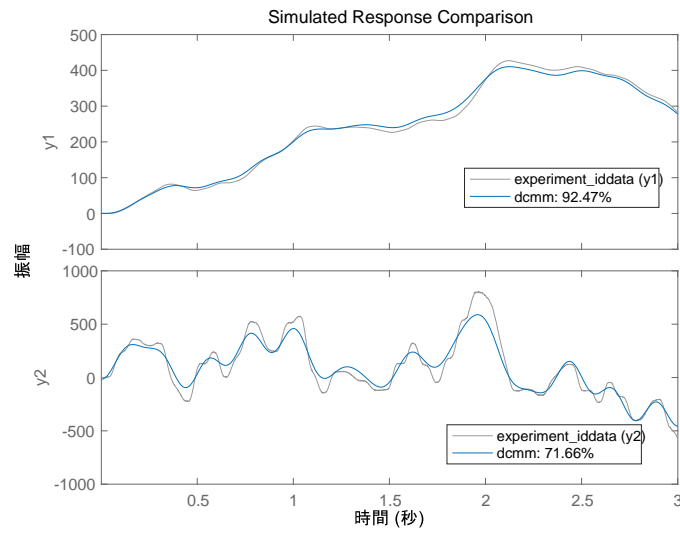


図 3.4: HILS システム同定の実出力フィッティング

表 3.1: HILS 装置のプラントモデル係数同定値

k_1	5.09
k_2	2.71e+03

3.2 HILS 装置の負荷制御

本節ではタイヤ負荷を再現するための負荷制御を行う。前述の通り，ステアリング系もしくはステアリング系と車両系を統合したモデルから算出される目標特性は 2 次モデルで表される。このときのプラントモデルを (3.2) に示す。入力信号 u_1 はトルク，出力信号 y_1, y_2 はそれぞれ角度と角速度である。目標とする特性の一例の各係数を表 3.2 に，ボード線図を図 3.5 に示す。

$$P_{ref} = k_3 \frac{1}{k_4 s^2 + k_5 s + 1} \quad (3.2)$$

表 3.2: 目標特性の伝達関数の各係数値

k_3	30.1
k_4	0.0071
k_5	0.0701

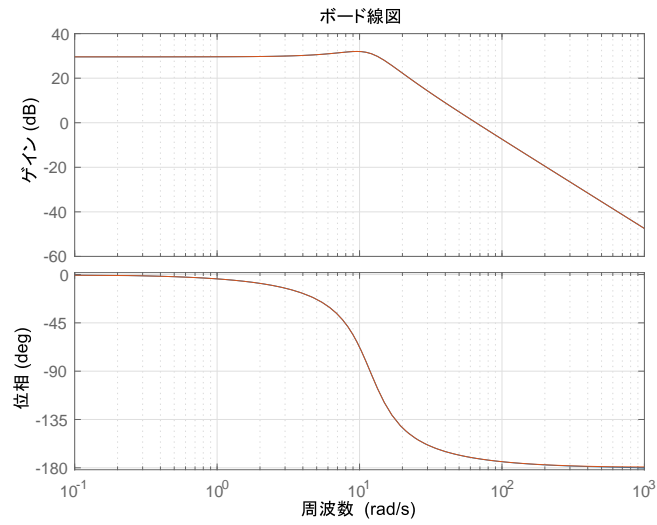


図 3.5: 目標特性の伝達関数のボード線図

目標特性を実現するための制御器を (3.3) に示す．それぞれの係数は f_m が慣性補償ゲイン， f_c が粘性補償ゲイン， f_k がバネ補償ゲインとなっている．

$$C(s) = f_m s^2 + f_c s + f_k \quad (3.3)$$

この制御器を用いて負帰還を行うと以下のようになり，全体の伝達関数は (3.4) のようになる．

$$\begin{aligned} Y &= \frac{\frac{k_2}{s^2 + k_1 s}}{1 + \frac{k_2(f_m s^2 + f_c s + f_k)}{s^2 + k_1 s}} \\ &= \frac{k_2}{(1 + k_2 f_m)s^2 + (k_1 + k_2 f_c)s + k_2 f_k} \\ &= \frac{1}{f_k} \frac{1}{\frac{1 + k_2 f_m}{k_2 f_k} s^2 + \frac{k_1 + k_2 f_c}{k_2 f_k} s + 1} \end{aligned} \quad (3.4)$$

制御器のそれぞれのゲインは (3.2) と (3.4) の係数比較により求められるから，それぞれのゲインは以下のようになる．

$$\begin{aligned} k_3 &= \frac{1}{f_k} \\ \iff f_k &= \frac{1}{k_3} \\ k_4 &= \frac{1 + k_2 f_m}{k_2 f_k} \\ \iff f_m &= \frac{1}{k_2} (k_2 k_4 f_k - 1) \\ k_5 &= \frac{k_1 + k_2 f_c}{k_2 f_k} \\ \iff f_c &= \frac{1}{k_2} (k_2 k_5 f_k - k_1) \end{aligned}$$

算出されたゲインはそれぞれ表 3.3 に示す．このゲインを用いて負荷制御をした上でシステム同定をかけた結果と各特性の比較を図 3.6, 3.7, 3.8 に示す．元々の HILS 装置の特性に対し，負荷制御をかけた特性は時間応答，周波数応答とともに目標特性とほぼ一致していることがわかる．すなわち，この制御方法を用いることで，ある 2 次モデルに対し HILS 装置の特性を目標特性にする負荷制御を実現することができる．

表 3.3: 負荷制御器の各ゲイン

f_k	0.0332
f_m	-1.32e-04
f_c	4.54e-04

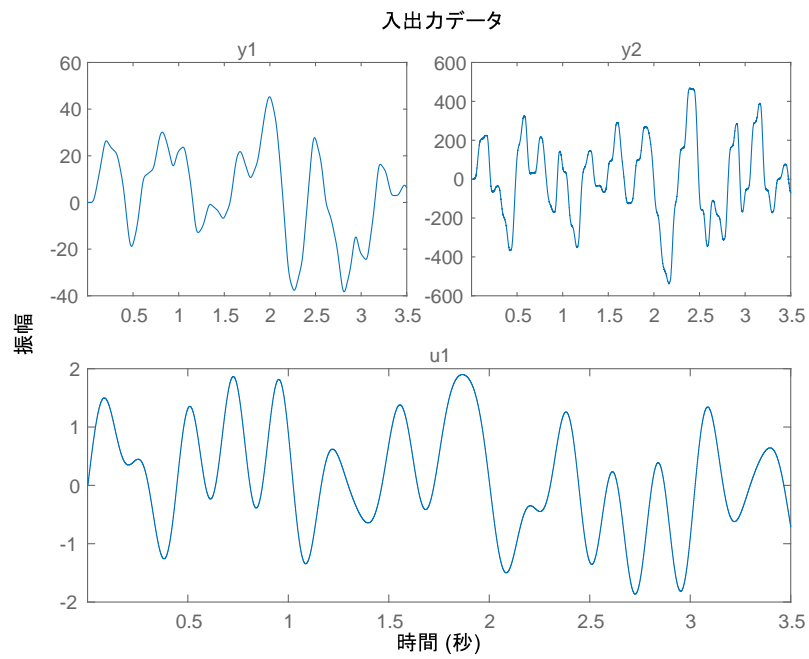


図 3.6: 負荷制御下の HILS システム同定のための入出力時間応答

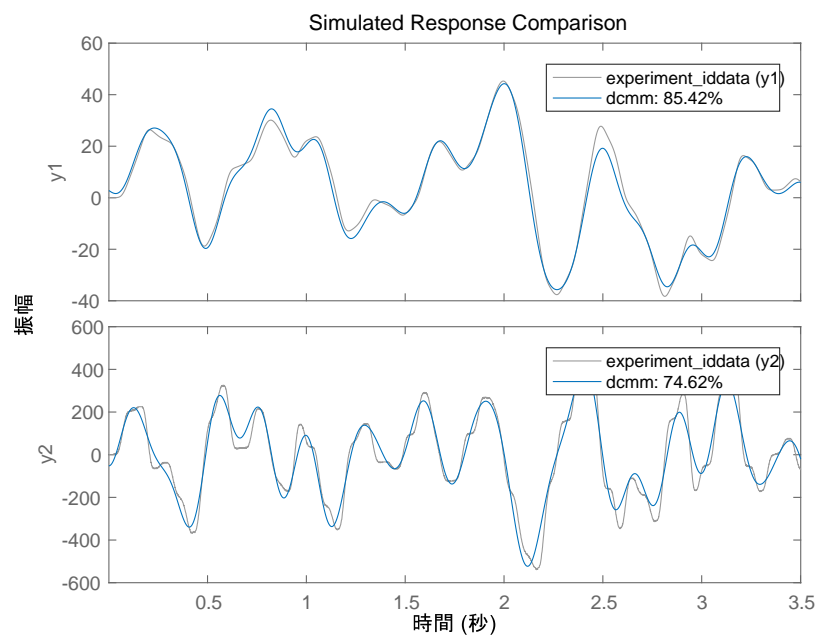


図 3.7: 負荷制御下の HILS システム同定の実出力フィッティング

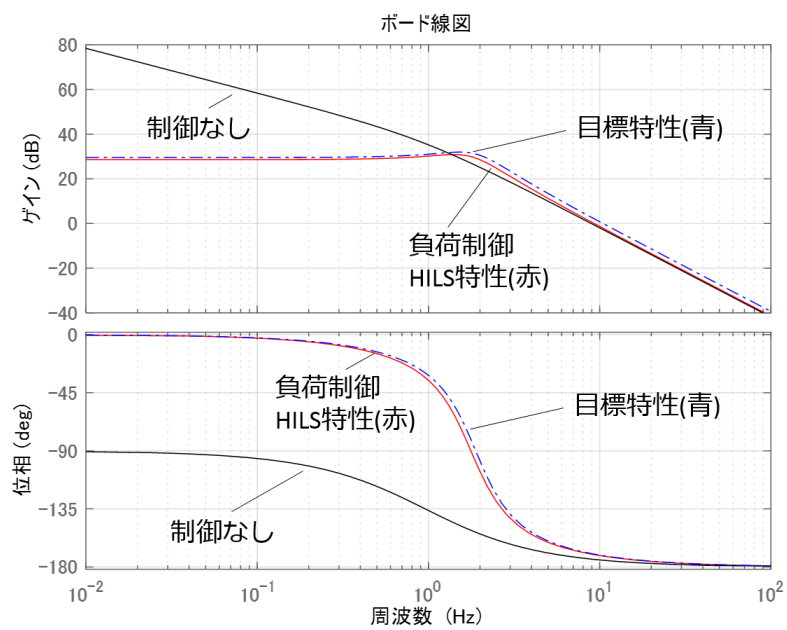


図 3.8: 負荷制御を行った HILS 特性ボード線図比較

第4章 新しい状態推定・外乱推定オブザーバ設計

最適レギュレータ制御やスライディングモード制御を始めとした，現代制御やロバスト制御はシステムの全状態をフィードバックし目的とする特性へ制御している．しかし，実際のシステムを考えると状態変数は直接観測できるとも限らない．状態推定オブザーバとはこのような場合に状態フィードバックを実現するためにシステムの入力と出力からシステム内の状態を推定する機構である^[46]．

第4章では最適レギュレータ制御やスライディングモード制御に必要な状態推定オブザーバや外乱オブザーバを導入・設計する．また，状態推定オブザーバと同時にこれらの推定値を用いたセルフアライニングトルクや横風外乱を推定する外乱推定オブザーバを設計する．さらに，設計したオブザーバをシミュレーションで評価する．

4.1 線形同一次元オブザーバ

4.1.1 線形同一次元オブザーバの設計法

本節では同一次元オブザーバの設計について述べる．ここで対象とするシステムは状態方程式 (4.1) で表される線形時不変システムとする．

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y &= Cx(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

このシステムに対し，そのモデルを (4.2) で表す．

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) \\ \hat{y} &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\tag{4.2}$$

このモデルに対し，推定誤差を反映する対象システムとモデルの出力の差 $y - \hat{y}$ をモデルにフィードバックして推定誤差の振る舞いを改善することを考える．すなわち，推定機構として (4.3) を用いる．

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + L(y(t) - \hat{y}(t))$$

$$\hat{y} = C\hat{x}(t) \quad (4.3)$$

このとき推定誤差の振る舞いは (4.4) で表され, $A - LC$ を安定な行列に出来れば推定誤差は時間とともに減少し 0 に近づく. このときのオブザーバのブロック線図を図 4.1 に, 外乱入力時の制御対象とオブザーバのブロック線図を図 4.2 示す.

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) \quad (4.4)$$

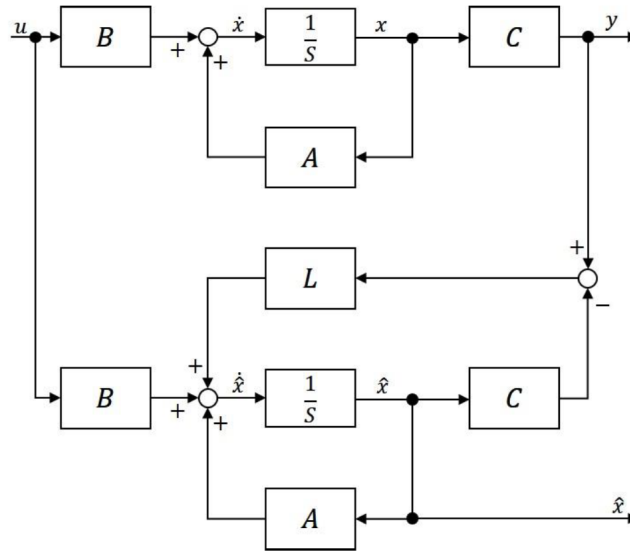


図 4.1: 同次元オブザーバのブロック図

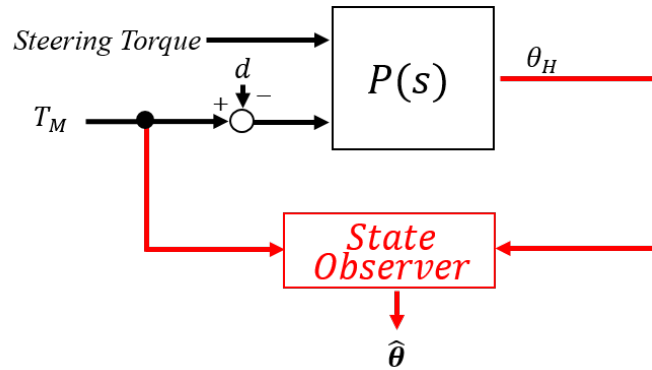


図 4.2: 同次元オブザーバによる推定と入力外乱のブロック図

4.1.2 線形同一次元オブザーバの導入

本節では前節で述べたオブザーバを2章で示したステアリング系と車両系を統合した状態方程式に適用する。線形同一次元オブザーバの各状態行列は(2.21),(2.22)とする。

ここで、外乱は大きさがわからないが一定である、もしくは振幅はわからないが周波数がわかる場合、(4.5)のようにモデル化することでオブザーバに組み込むことができる。しかし、本システムの(2.21)の出力行列では外乱を組み込もうとすると (A, C) において不可観測になってしまい、このままではモデルに組み込むことはできない。

$$\dot{d} = 0, \quad \ddot{d} = -\omega^2 d \quad (4.5)$$

4.2 新しいスライディングモード同一次元オブザーバ

4.2.1 スライディングモード同一次元オブザーバの導入

線形オブザーバはシステムパラメータの変動や外乱がある場合、その推定値は誤差を伴い制御には適さない場合がある^{[39],[47]}。本節では、EPSシステムの持つ外乱特性やパラメータ変動を考慮しスライディングモードオブザーバ(SMO: Sliding Mode Observer)に基づく設計法を導入する。対象とするシステムは(4.6)で表される。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B(u(t) + v(x, t, u)) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

ここで、 C はフルランクとし、 $v(x, t, u)$ は不確実な成分または非線形成分を表す。(4.6)に対して以下の仮説を設ける。

1. (A, C) は可観測である。よって、ある行列 $K \in R^{n \times p}$ が存在し、 $\delta_0[A_0] \subseteq C^-$ にすることができる。ただし、

$$A_0 = A - KC \quad (4.7)$$

δ_0 は固有値、 C^- は複素左半面を表す。

2. ある正定対称な $Q \in R^{n \times n}$ が存在し、行列 $F \in R^{m \times p}$ に対して

$$C^T F^T = PB \quad (4.8)$$

が成り立つ。ただし、 P は次のリアプノフ方程式の解である。

$$A_0^T P + P A_0 = -Q \quad (4.9)$$

3. あるスカラー関数 $\eta > 0$ が存在し

$$\|v(x, t, u)\| \leq \eta(t, u) \quad (4.10)$$

が常に成り立つ.

この 3 つの仮定のもとで, オブザーバが次のように構成できる.

$$\hat{\dot{x}} = A_0 \hat{x} + Ky + M(\hat{x}, y, \rho) + Bu \quad (4.11)$$

ただし

$$M(\hat{x}, y, \rho) = \begin{cases} \frac{-BFCe}{\|FCE\|} \rho & \bar{S}(e, \rho) \neq 0 \text{ のとき} \\ 0 & \bar{S}(e, \rho) = 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (4.12)$$

$$e = \hat{x} - x, \quad \bar{S}(e, \rho) = FCE$$

ここで, ρ はこれから設計するスカラー関数である. この時の偏差に対する微分方程式は (4.13) になる.

$$\dot{e} = A_0 e - \frac{BFCe}{\|FCE\|} \rho - Bv \quad (4.13)$$

e に関するリアプノフ関数の候補を (4.14) のように選ぶ.

$$V = e^T P e \quad (4.14)$$

行列 P は (4.9) で定義されている. V を e に対して微分し,

$$\dot{V} = e^T (A_0^T P + P A_0) e - 2 \frac{e^T P B F C e}{\|F C e\|} \rho - 2 e^T P B v \quad (4.15)$$

$$\dot{V} = -e^T Q e - 2 \|F C e\| \rho - 2 e^T C^T F^T v \quad (4.16)$$

(4.10) より, $\eta \leq \rho$ のとき

$$\dot{V} \leq -e^T Q e - 2 \|F C e\| \rho - 2 \|F C\| \rho = -e^T Q e < 0 \quad (4.17)$$

となる. \dot{V} が e に対して負定なので, 外乱やパラメータ変動が存在する場合でもリアプノフの安定理論より, $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ を得る.

ただし, 高周波振動を抑えるために次の制御入力を採用する.

$$M(\hat{x}, y, \rho) = \begin{cases} \frac{-BFCe}{\|FCE\|} \rho & \|FCE\| \geq \epsilon_0 \text{ のとき} \\ \frac{-BFCe}{\epsilon_0} \rho & \|FCE\| \leq \epsilon_0 \text{ のとき} \end{cases} \quad (4.18)$$

4.2.2 スライディングモード同一次元オブザーバの適用

本節では前節で述べた SMO を EPS と車両の状態方程式に適用し，外乱やパラメータ変動に対しよりロバストな推定手法を提案する．一般的な SMO の設計のための状態方程式を (4.19) に示す．

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_{SMO}x(t) + B_{SMO}(u(t) + v(x, t, u)) \\ y(t) &= C_{SMO}x(t)\end{aligned}\tag{4.19}$$

ここで，オブザーバの各状態行列は，

$$A_{SMO} = A, \quad C_{SMO} = C,\tag{4.20}$$

$$B_{SMO} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{61} \end{pmatrix} \quad u(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ T_M \end{pmatrix}\tag{4.21}$$

$$\rho(t) = k \quad (k \text{ は定数})\tag{4.22}$$

とする．本システムで想定されるパラメータ変動は速度や慣性モーメント，外乱はステアリング外乱と横風外乱である．横風外乱，速度や慣性モーメントの変化は主に (2.17) と (2.20) の 1,2,6 行の項に，ステアリング外乱は 4 行の項に特に影響する．これらの非線形項の補償のため，オブザーバの入力行列は非線形項の入力される行を考慮し，(2.22) の B を拡張し，1,2,4 行に入力項を追加した (4.21) の B_{SMO} とした．

図 4.3 に SMO のブロック線図を示す．このブロック線図と (4.11) より，SMO は線形フィードバックと非線形フィードバックに分かれており，線形フィードバック部のみの場合は，同一次元オブザーバと同じ方程式となることがわかる．すなわち SMO は，既存のオブザーバに非線形部を追加することにより，既存のシステムや極を大きく再設計することなく推定精度を改善することができる．

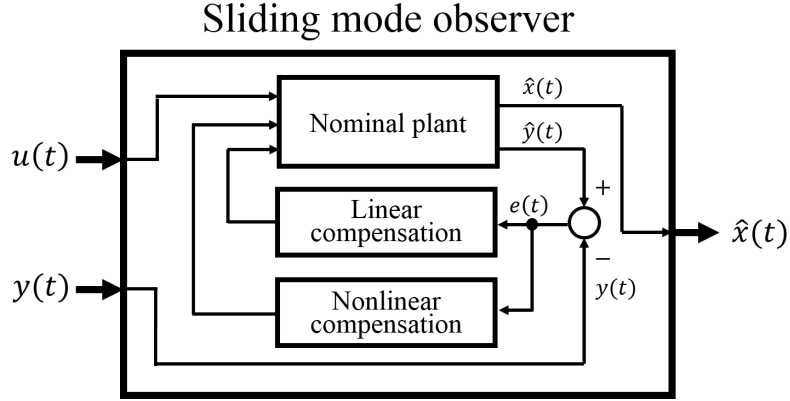


図 4.3: Block diagram of sliding mode observer.

4.2.3 速度変化を考慮したスライディングモードオブザーバの設計

自動車には多くのパラメータ変動があり，その1つとして自動車の速度 V に関するものがある．(2.17) では， V は行列の多くの要素の分母にあり，加えて変化の幅が大きくパラメータ変動として推定に大きな影響を与える．速度情報はセンサから取得できるが，オブザーバの状態方程式の定数を可変にするのは安定性の観点から好ましくない．SMO における非線形ゲインを大きくすれば，この影響も抑えることができるが，チャタリングを考慮すると現実的ではない．

そこで本節では，前節の SMO の非線形部分に対し，速度変化によるパラメータ変動を考慮し設計することにより，速度変化による推定誤差を抑え，非線形ゲインを調節する方法を提案する．

前節の SMO の非線形部の (4.22) を本節では (4.23) のように定数部分と，状態変数と速度によって変化する可変部分に分割する．

$$\rho(t, V) = k + f(x, V) \quad (k \text{ は正の定数}) \quad (4.23)$$

$f(x, V)$ を速度 V の関数とおくことで，パラメータ変化による上界値の変動を補う．これにより速度変化がない場合に，不必要に非線形ゲインが大きくなることを防ぎ，速度変化があったときだけ必要な大きさの非線形ゲインを設定し，安定性を確保することができる．

まず，適当な $f(x, V)$ を設定するために速度変化が生じたときのパラメータ変動を $v(x, t, u, V)$ として取り扱おうと (4.24), (4.25) で表すことができる．ただし， V_0 はノミナルモデルの速度， V' はパラ

メータ変動時の速度とする.

$$v(x, t, u, V') = B^{-1}(A|_{V=V_0} - A|_{V=V'})x \quad (4.24)$$

$$x = C^{-1}y \text{ より,}$$

$$v(y, t, u, V') = B^{-1}(A|_{V=V_0} - A|_{V=V'})C^{-1}y \quad (4.25)$$

これらより, $f(x, V)$ を (4.26) とする.

$$f(x, V') = k_V \|B^{-1}(A|_{V=V_0} - A|_{V=V'})C^{-1}y\| \quad (4.26)$$

(k_V は正の定数)

このように, 速度や路面の摩擦係数など, 既知あるいは推定したパラメータ変動に対し非線形ゲイン $f(x, V)$ を変化させることで, 非線形ゲインによるチャタリングを起こすことなく安定性を確保し, 状態変数の推定精度を改善することができる.

4.3 シミュレーション

4.3.1 入力外乱と速度変化による推定誤差の評価

前章で設計したオブザーバに対し, 2.3 章で示した解析モデルを用いてステアリング外乱と横風外乱, 速度変化によるパラメータ変動を伴う直進走行シミュレーションを行う. 推定精度の評価には, (4.27) により平均推定誤差を (4.28) により最大推定誤差を算出し比較する.

$$E_{ave} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\hat{x}_i(t) - x_i(t)| \quad (4.27)$$

$$E_{max} = |\hat{x}(t) - x(t)|_{max} \quad (4.28)$$

また, 車両運動の安定性を確保するために制御入力としてモータトルク (4.29) を導入する. K_{damp} は車両の運動に適切な安定性を付与するためのダンピングゲインである.

$$T_M(t) = -K_{damp}\dot{\delta}(t) \quad (4.29)$$

シミュレーション条件は, 比較する 2 種のオブザーバの線形フィードバックの極は同じとする. その極を表 4.1 に示す. このシミュレーションのための各パラメータを表 4.2 に示す. ただし, η_1, η_2 は定数非線形ゲインと速度時変非線形ゲインの平滑化係数である.

1s でモータトルクに, 3s でステアリング外乱に, 5s で横風外乱にステップ信号を入力したときの各状態変数の時間応答を図 4.4 に示す. 図中の FOO は同次元オブザーバ (Full Order Observer)

表 4.1: Observer's poles for unknown input disturbances evaluation

Observer poles
-100, -105, -110, -115, -120, -125

表 4.2: シミュレーションのための各制御パラメータ

Q	$Q=\text{diag}([1 \ 1e1 \ 1e-1 \ 1e-1 \ 1 \ 1])*1e8$
k	30
k_v	2
η_1	1e-4
η_2	1e-5
K_{damp}	500

を意味する。SMO(fix) は定数非線形ゲインを、SMO(proposed) は 4.2.3 節で設計した速度変化を考慮した非線形ゲインを用いた SMO である。この時の推定誤差を表 4.4 に示す。 θ_H , δ , $\dot{\delta}$ の推定精度は同等であるが、FOO では β , γ , $\dot{\theta}_H$ に SMO に対して大きな推定誤差が生じている。

さらに速度をノミナル値の 50km/h から 100km/h へ変動させたときの時間応答を図 4.5 に示し、このときの推定誤差を表 4.6 に示す。FOO と SMO(fixed) では β , γ , $\dot{\theta}_H$ に加え、 $\dot{\delta}$ でも推定誤差を生じるとともに、総じて推定誤差が大きくなっている。これに対し、SMO(proposed) は、他の 2 つのオブザーバと比較して平均推定誤差、最大推定誤差が共に小さくなっている。

また、速度変化時における 4.2.2 節と 4.2.3 節で設計した SMO の非線形ゲインを比較すると、同等の推定精度を出すためには 4.2.2 節で設計する定数の非線形ゲインでは 4.2.3 節で設計する非線形ゲインと比較し約 10 倍の大きさの定数ゲインが必要となった。したがって、速度変化を考慮した非線形ゲインの設計法により、パラメータ変動に対し適切な非線形ゲインを設定できることが確認できた。

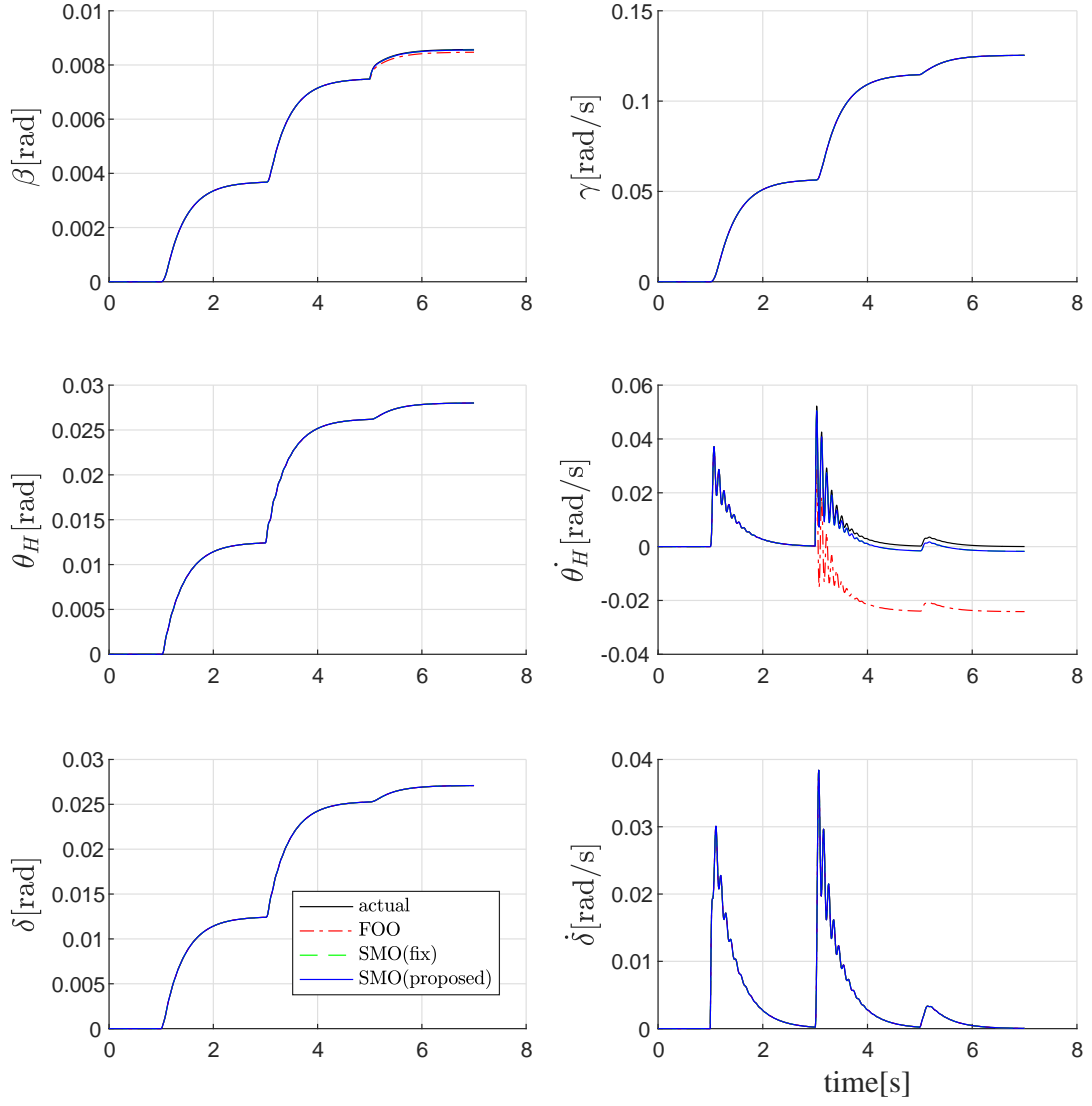
これらの結果より、平均誤差、最大誤差を比較すると従来法より提案法のほうが精度の良い推定ができ、ロバスト性が高いことがわかる。

表 4.3: E_{ave} for unknown input disturbances evaluation ($V = 50\text{km/h}$)

	FOO	SMO (fixed)	SMO (proposed)
$\beta[\text{rad}]$	2.9e-05	5.3e-06	5.3e-06
$\gamma[\text{rad/s}]$	8.1e-06	1.6e-06	1.6e-06
$\theta_H[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\theta}_H[\text{rad/s}]$	1.4e-02	1.0e-03	1.0e-03
$\delta[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\delta}[\text{rad/s}]$	0.0	0.0	0.0

表 4.4: E_{max} for unknown input disturbances evaluation ($V = 50\text{km/h}$)

	FOO	SMO (fixed)	SMO (proposed)
$\beta[\text{rad}]$	1.0e-04	1.8e-05	1.8e-05
$\gamma[\text{rad/s}]$	2.8e-05	5.6e-06	5.6e-06
$\theta_H[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\theta}_H[\text{rad/s}]$	2.4e-02	1.8e-03	1.8e-03
$\delta[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\delta}[\text{rad/s}]$	0.0	0.0	0.0



⊠ 4.4: Time response of actual and estimated state variables ($V = 50\text{km/h}$).

表 4.5: E_{ave} for unknown input disturbances evaluation ($V = 100\text{km/h}$)

	FOO	SMO (fixed)	SMO (proposed)
$\beta[\text{rad}]$	4.8e-04	1.2e-04	4.9e-06
$\gamma[\text{rad/s}]$	3.9e-03	1.0e-03	4.4e-05
$\theta_H[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\theta}_H[\text{rad/s}]$	1.4e-02	1.8e-03	6.4e-05
$\delta[\text{rad}]$	0.0	0.0	0.0
$\dot{\delta}[\text{rad/s}]$	2.9e-03	4.9e-04	1.8e-05

表 4.6: E_{max} for unknown input disturbances evaluation ($V = 100\text{km/h}$)

	FOO	SMO (fixed)	SMO (proposed)
$\beta[\text{rad}]$	7.6e-04	2.2e-04	8.5e-06
$\gamma[\text{rad/s}]$	6.4e-03	2.1e-03	6.7e-05
$\theta_H[\text{rad}]$	1.7e-18	1.7e-18	0.0e+00
$\dot{\theta}_H[\text{rad/s}]$	2.4e-02	3.4e-03	1.8e-04
$\delta[\text{rad}]$	3.3e-17	3.3e-17	3.1e-17
$\dot{\delta}[\text{rad/s}]$	4.7e-03	1.0e-03	4.3e-05

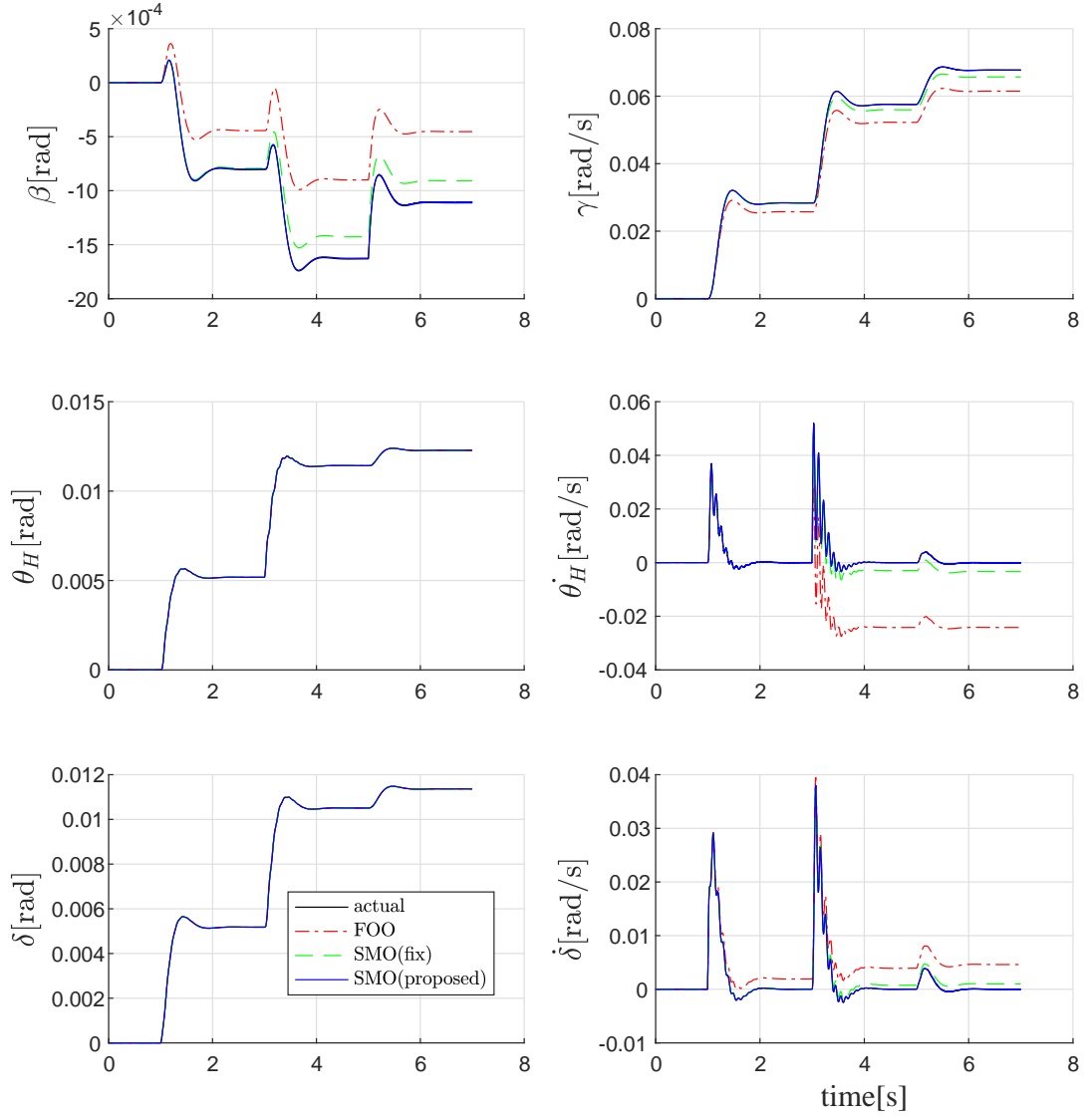


Fig. 4.5: Time response of actual and estimated state variables ($V = 100\text{km/h}$).

4.3.2 逆システムによる外乱推定

本節では、推定した状態変数とシステムパラメータから逆システムを構築し入力外乱を推定するシミュレーションを行う。(2.17)を未知外乱に対し一般化したモデルを(4.30)に示す。ただし、 $u_1(t)$ は既知入力、 $u_2(t)$ は未知外乱とする。

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu_1(t) + Eu_2(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{4.30}$$

(4.30)を変形し、

$$Eu_2(t) = \dot{x}(t) - Ax(t) - Bu_1(t)\tag{4.31}$$

とし、さらに $\dot{x}(t) = C^{-1}\dot{y}(t)$ を代入して、

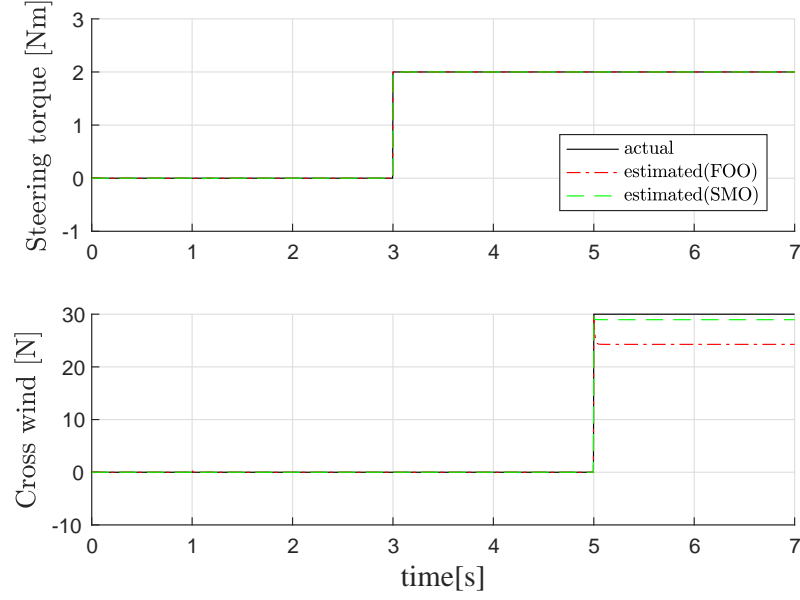
$$Eu_2(t) = C^{-1}\dot{y}(t) - Ax(t) - Bu_1(t)\tag{4.32}$$

が得られる。 $x(t) \rightarrow \hat{x}(t)$ とし、 $u_2(t)$ についてまとめると

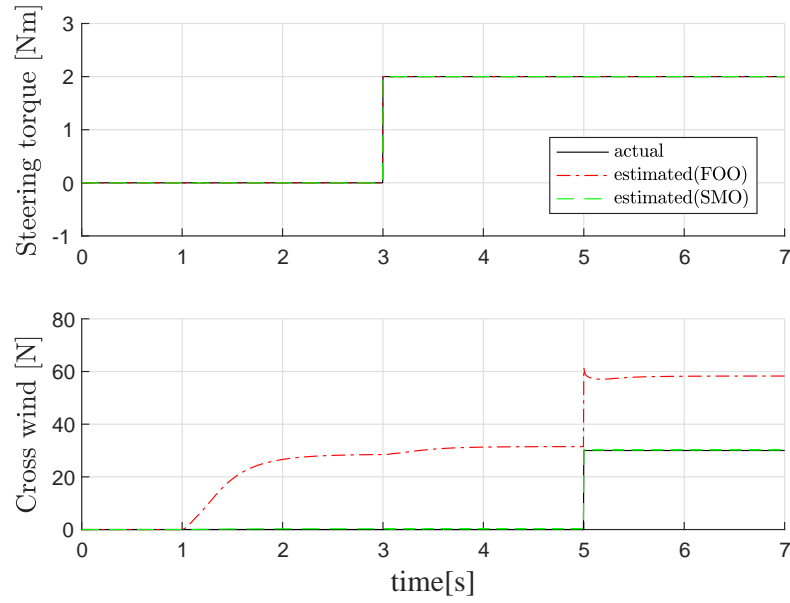
$$u_2(t) = E^{-1}(C^{-1}\dot{y}(t) - Ax(t) - Bu_1(t))\tag{4.33}$$

が得られ、未知外乱 $u_2(t)$ を推定することができる^[43]。

シミュレーション条件は4.3.1節と同様とし、ステアリングトルクと横風外乱を推定する。シミュレーション結果を図4.6に示す。さらに速度をノミナル値の50km/hから100km/hへ変動させたときのシミュレーション結果を図4.7に示す。どちらのオブザーバもステアリングトルクを同等に精度良く推定することができている。しかし、図4.6のとおり、同一次元オブザーバで推定した横風外乱は定常誤差が残り、 $V = 100\text{km/h}$ のとき図4.7ではステアリング外乱に推定値が干渉され誤差が大きくなっている。これに対して、SMOは横風外乱も推定誤差なく精度良く推定することができている。すなわち、推定した状態と推定する外乱の帯域にあわせたフィルタを設計しSMOと組み合わせることで、よりノイズと誤差の少ない外乱推定を行うことができる。



⊠ 4.6: Actual and estimated step disturbances for steering torque and cross wind ($V = 50\text{km/h}$).



⊠ 4.7: Actual and estimated step disturbances for steering torque and cross wind ($V = 100\text{km/h}$).

4.4 状態推定・外乱推定オブザーバ設計のまとめ

自動車の状態を推定するにはパラメータ変動と外乱の両方を設計に考慮でき、安定性が確保されるオブザーバを導入する必要がある。ドライバと協調する高性能なアクティブセーフティを実現するためには車両の運動に加えドライバの操舵を考慮した設計が求められる。そこで本章では、EPS と車両の状態を統合したモデルに対し、スライディングモードオブザーバを用い外乱やパラメータ変動を陽に扱うことで安定性の保証と推定精度を改善する手法を提案した。その結果、SMO は速度変化のようなパラメータ変動でも推定精度と安定性を改善可能であることを検証した。また、ステアリング外乱や横風外乱などの入力外乱に対して影響を受けにくく、よりロバストな推定が可能であることを示した。さらに推定状態から、未知入力であるステアリング外乱と横風外乱の推定が可能であることも示した。

第5章 スライディングモード制御による電動 パワーステアリングシステム制御法

自動車の操舵システムは、路面の摩擦係数や速度などパラメータ変動も大きく、加えて非線形性の強い系である。それらを補い安定化する制御方法は種々で提案されている^{[25]–[37]}。

スライディングモード制御は、設計段階で外乱とパラメータ変動を陽に考慮することができるため、従来制御より非線形要素に対し感度の低い制御系を設計することができる。

そこで本章では、EPS と車両の状態を統合した制御系を構築し、スライディングモードコントローラ (SMC : Sliding Mode Controller) とスライディングモードオブザーバ (SMO: Sliding Mode Observer) を併用した制御手法を導入することで、外乱やパラメータ変動に対するロバスト性向上を目指す。また、EPS と車両の統合モデルを用いたシミュレーションにより、外乱とパラメータ変動に対する時間応答について、従来手法と比較し、提案手法の有効性を検証する。

5.1 EPS の従来制御法とその課題

自動車操舵時、EPS ではステアリングトルク、ハンドル角、車速などの情報はエンジンコントロールユニットに送られ、人間の感性に合わせた特性（ステアリングの軽さ・重さなど）と操舵時の車両安定性を考慮しチューニングされる。電動パワーステアリングシステムが製品化してから様々なアシスト制御方法が開発されており、現状では主に人間のステアリングトルクを測定するトルクセンサの出力（ハンドルねじれ角の大きさ）を増幅・アシスト制御を行い、粘性補償や慣性補償といったマップ補償を加えることで自然な操舵特性をと車両安定性を確保している。これらの従来制御法の一例を図 5.1 に示す。

従来制御法の問題点は図中にあるように多くのチューニングパラメータが存在し、しかもそれらは非線形であるという点である。人間に合わせた操舵特性と車両安定性を実現するためのチューニングには多くの工数がかかるという問題があり、さらに EPS は従来の油圧式パワーステアリングに比べ積載条件や部品のばらつきによって操舵特性が変化しやすいという問題点も存在する。

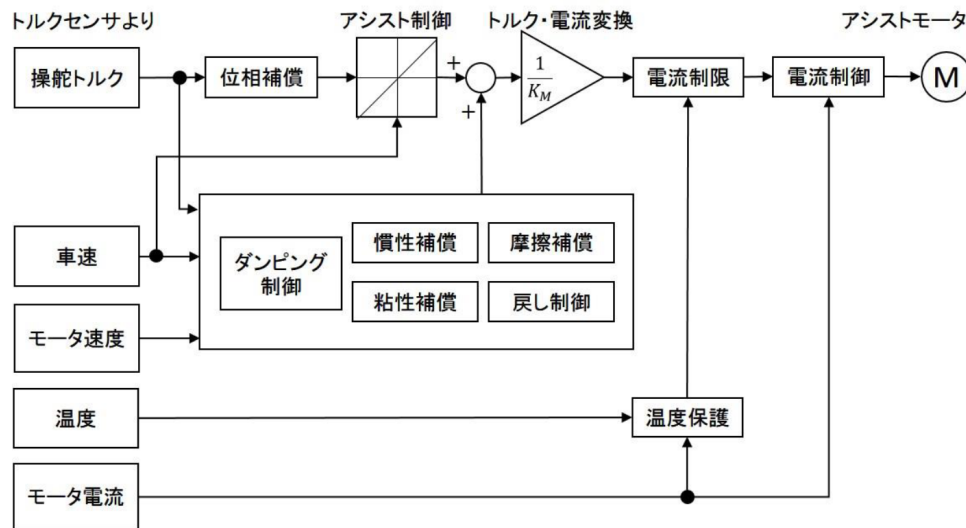


図 5.1: 従来の EPS アシスト制御方法

5.2 粘性補償・慣性補償による制御器設計とシミュレーション

実際の EPS ではハンドル操舵をアシストするだけでなく、減衰力を付加して自然な操舵特性と車両安定性を確保する必要がある。このため、従来制御では主にアシスト制御、粘性補償、慣性補償、戻り補償に位相補償を組み合わせたものが用いられる^[27]。ステアリングフィールは路面の状況や車両の運動をドライバへ適切に伝える重要な役割を担っており、これらの評価は文献^{[24],[33]}等で正弦波入力等を用いることで以下のような項目が評価されている。

Steering stiffness:

Steering stiffness はアシストの大きさに対するステアリングの重さを表す。従来制御では図 5.2 で表されるアシストマップのゲインを大きくすることでドライバの操舵の負荷を減らす。そのため、大きなアシストゲインは Steering stiffness を小さくし、ステアリングを「軽く」する。

Steering damping:

ステアリングダンピングは粘性補償によるステアリングや車両の運動のダンピングを表す。大きなダンピングはステアリングトルク入力に対するステアリング角や車両の応答を遅らせ安定化する。大きな粘性補償ゲインはステアリングを「重く」する。

Inertia feel:

EPS を用いた操舵時，特に電動モータの慣性モーメントはステアリングフィールに対して大きな影響を及ぼし，ステアリングフィールの劣化の大きな要因になる．Inertia feel を軽減するため，従来制御では慣性補償が用いられている．慣性補償ゲインはノイズや安定性のトレードオフの中で選ばれる．

Returnability :

Returnability はステアリングトルクが 0 になったときの横加速度の大きさ示す．ステアリングトルクが 0 のときに横加速度が大きいということは，ステアリング系から車両系への伝達特性が遅れていることを示し，より「重い」ステアリングフィールとなる．従来制御^[27]では戻り制御を用いることでタイヤの非線形特性やセルフアライニングトルクに対して安定した戻りを実現している．

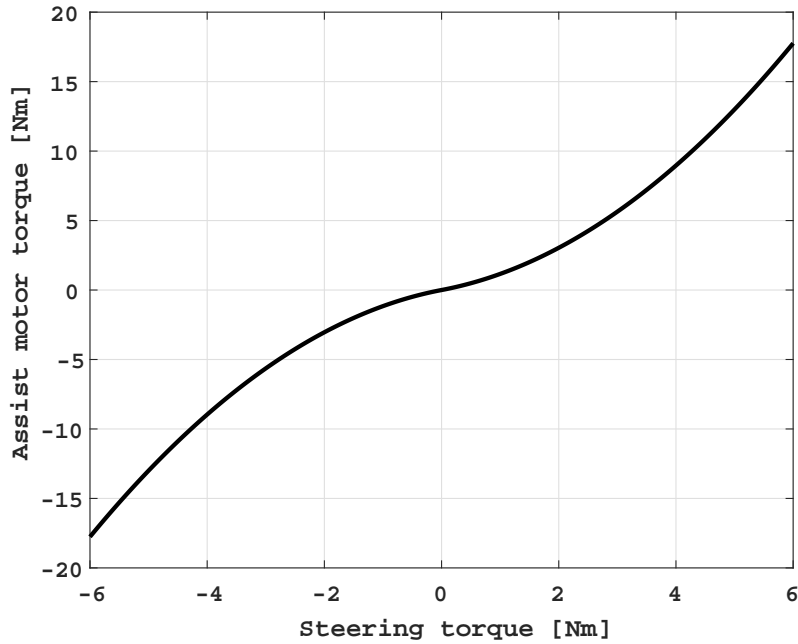


図 5.2: 従来法におけるアシストマップ例

本研究では基礎的なオンセンタ特性を比較するため，従来法として (5.1) の K_{CT} をゲインとする右辺第 2 項の粘性補償， K_I をゲインとする右辺第 3 項の慣性補償を用いたモータ制御力 T_M を適用する．

$$T_M = K_{as}K_H(\theta_H - \theta_M) - K_{CT}C_T\dot{\theta}_M - K_I I_M \ddot{\theta}_M \quad (5.1)$$

それぞれのゲインをチューニングする例として， K_{CT} を変化させて粘性補償による時間応答の影

響を確認する。ただし、 K_I は一定 ($-1e-3$) とし、2.2 節で示したステアリング系のみのモデルでシミュレーションを行う。ただし、簡単のため、アシストゲインは線形時不変なゲインとする。図 5.3 に従来法によるハンドル角度時間応答、図 5.4 従来法による入力トルク時間応答のシミュレーション結果を示す。 K_{CT} を変化させることで適切なダンピングを付加し応答を安定化させることができることがわかる。図 5.4 にある steering torque は電流次元に変換した操舵トルクである。ここでは、人間の操舵トルクに対し、アシストゲインは 10 倍としているが、電流次元に変換した入力トルクは 0.5 となっており、電流もおおよそ定常で 5A 流れているため、適切に操舵をアシストしていることが確認できる。

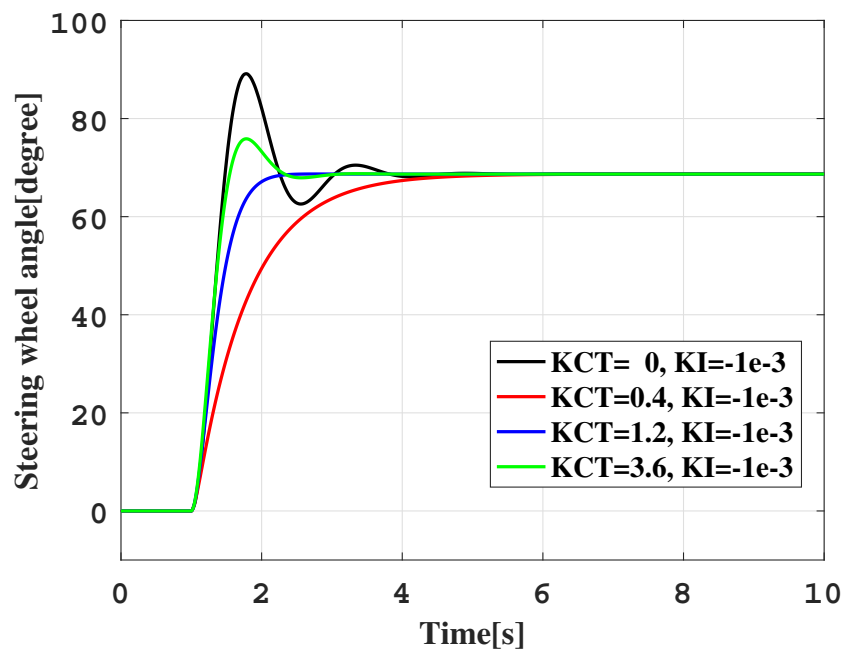


図 5.3: 従来法によるハンドル角度時間応答

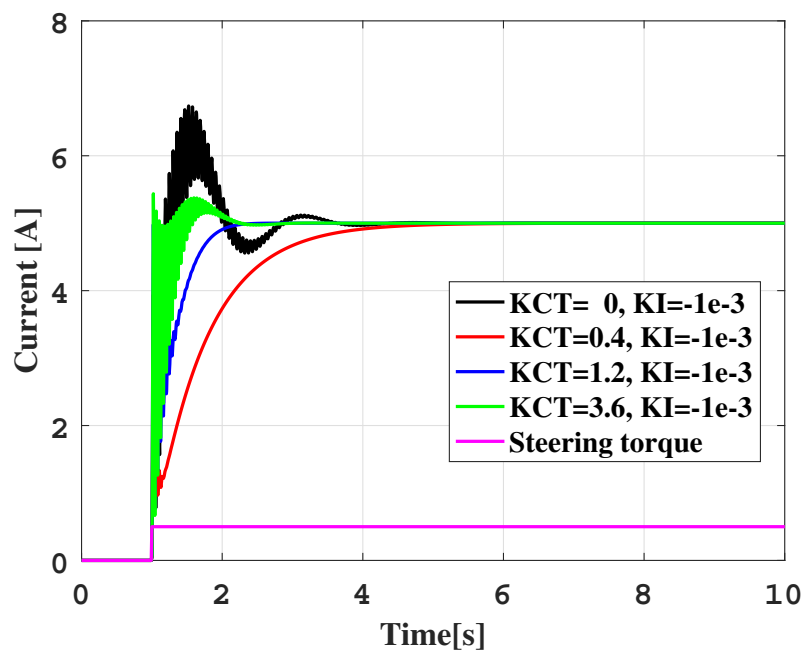


図 5.4: 従来法による入力電流時間応答

5.3 スライディングモード制御理論による制御系設計

5.3.1 スライディングモード制御理論の概要

制御系の構造を変える可変構造制御系理論の中で、論理的に体系化されているのがスライディングモード制御である^[47]。この制御は状態を切替面と呼ばれる上に拘束させて安定化させる制御法である。その手法を利用することにより、マッチング条件を満たす外乱やパラメータ変動に対して非常に優れたロバスト性を発揮する。スライディングモード制御の設計に関して重要なことは、希望する動特性を制御系に与える設計を行うことと、面上でスライディングモードが生じるように制御することである。

(a) 最終スライディングモード制御法によるスライディングモード制御器の設計

この制御法は、システムの状態が任意な初期位置から出発し、 S_0 に至るまで一度もスライディングモードを生じないで S_0 領域に入った後、一気にスライディングモードを生じるものである。

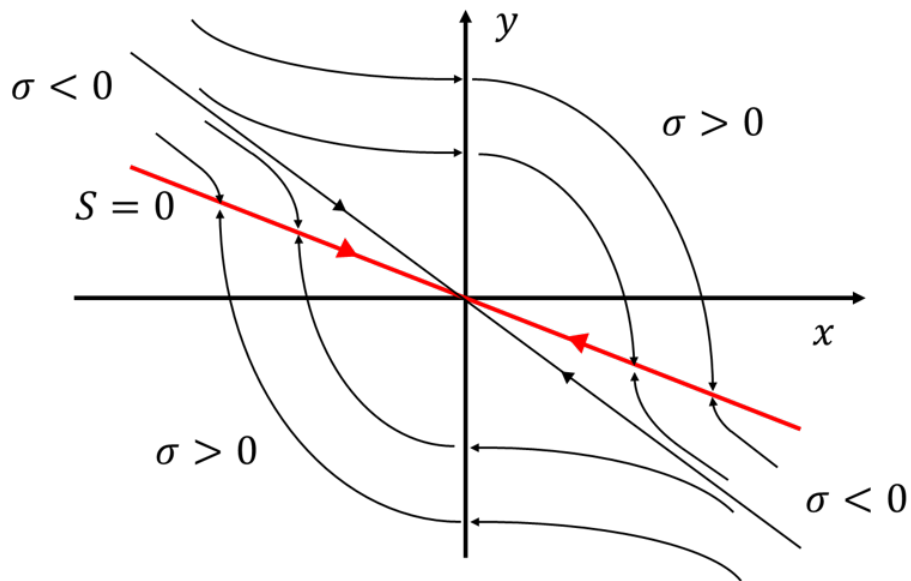


図 5.5: 切替条件によって2つの領域を持つ位相平面軌跡

一般には、最終スライディングモード制御入力リアプノフ関数により決定される。 $\sigma \rightarrow 0$ を実現するために、 σ に関するリアプノフ関数の候補を次のように選ぶ。

$$V = \frac{\sigma^T \sigma}{2} \quad (5.2)$$

すると

$$\dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} = \sigma^T S A x + \sigma^T S B u \quad (5.3)$$

となる.

このとき, 入力 u を下記のようにする.

$$u = -(SB)^{-1} S A x - k(x, t) \frac{\sigma}{\|\sigma\|} \quad (5.4)$$

この u を代入すると, スライディングモードの存在条件は

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma^T (S A x + S B (-(SB)^{-1} S A x - k(x, t) \frac{\sigma}{\|\sigma\|})) \\ &= \sigma^T (-S B k(x, t) \frac{\sigma}{\|\sigma\|}) \\ &= -k(x, t) S B \frac{\sigma^2}{\|\sigma\|} < 0 \end{aligned}$$

となる. したがって, $SB > 0$ のとき $k(x, t) > 0$, $SB < 0$ のとき $k(x, t) < 0$ と選べば, 安定なスライディングモード制御が実現できる.

(b) スライディングモード制御のロバスト性

外乱の存在する系

$$\dot{x} = A x + B u + h(x, t) \quad (5.5)$$

を考える. ここで, $h(x, t)$ はシステムの不確かさと非線形性を含む関数であるとする. このとき,

$$\dot{\sigma} = S \{A x + B u + h(x, t)\} = 0 \quad (5.6)$$

から, 等価制御入力

$$u_{eq} = -(SB)^{-1} S \{A x + h(x, t)\} \quad (5.7)$$

を得る. スライディングモードが生じていれば, u_{eq} を元の式に代入して,

$$\dot{x} = \{I - B(SB)^{-1} S\} A x + \{I - B(SB)^{-1} S\} h(x, t) \quad (5.8)$$

となる. 外乱 $h(x, t)$ が B のレンジスペースに存在するなら, すなわち

$$h(x, t) \subset \text{Range}(B) \quad (5.9)$$

ならば、次のマッチング条件

$$h(x, t) = B\lambda(x, t) \quad (5.10)$$

と表現できる．これらを代入すると、スライディングモードが生じている限り、

$$\dot{x} = \{I - B(SB)^{-1}S\}Ax \quad (5.11)$$

$$\sigma = 0 \quad (5.12)$$

となり、外乱 $h(x, t)$ の影響はなくなる．

5.3.2 スライディングモード制御理論による制御系設計

本節では 2.2 節で示したステアリング系に対し、スライディングモード制御を適応する．まず、切換関数を

$$\sigma = Sx \quad (5.13)$$

とすると、等価制御入力是一次式のようにになる．

$$u_{eq} = -(SB)^{-1}S\{Ax + h(x, t)\} \quad (5.14)$$

切換面上でスライディングモードを生じさせるために次式の制御入力を用いる．

$$u = u_{eq} - \rho(x, t) \frac{\sigma}{\|\sigma\|} \quad (5.15)$$

$$\rho = k + f_1(x, t) + k_{F_w} \hat{F}w \quad (5.16)$$

ただし、 k は正の定数、 $f_1(x, t)$ は (4.23) で表される速度変動によるパラメータ変動の上界値を補うものとする． $\hat{F}w$ は前章のスライディングモードオブザーバにより推定された横風外乱とする．各状態変数は前章のスライディングモードオブザーバにより推定された状態変数を用いる．

このように、速度やセルフアライニングトルクなど、既知あるは推定した外乱やパラメータ変動に対し非線形ゲインを変化させることで、非線形ゲインによるチャタリングを起こすことなく安定性を確保し、制御性能の劣化を防ぐことができる．提案法として、以上の制御器を統合した制御系を図 5.6 に示す．SMO で推定した外乱をスライディングモードコントローラの非線形ゲインに付加することで、外乱が入力されたときに安定性を保証するために必要な分だけ非線形ゲインを設定する制御系を構築する．

超平面の設計方法は極配置法とし、その極を表 5.1 に示す．

表 5.1: 超平面の設計のための極

Poles
-50, -100, -1500

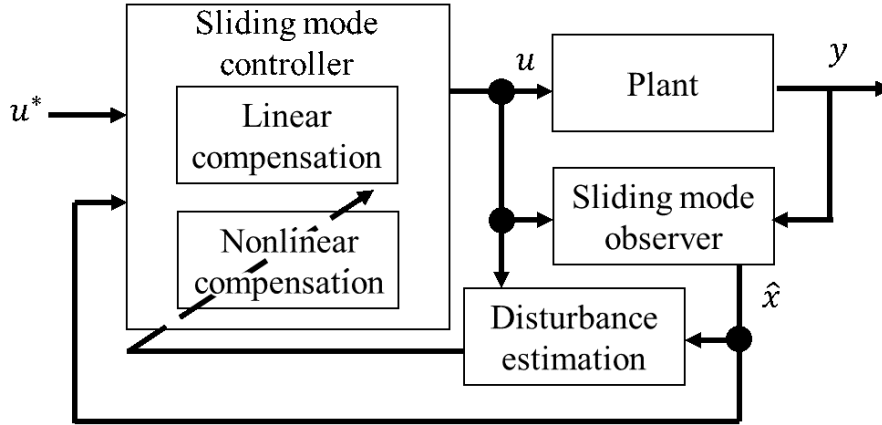


図 5.6: 提案するスライディングモード制御法のブロック線図

5.4 車両・ステアリング系統合モデルによるシミュレーション

提案法の有効性を検証するため，2章で示したモデルとパラメータを用いてシミュレーションを行った．シミュレーションはそれぞれ正弦波入力，ステップ入力，セルフアライニングトルク変動時のステップ入力，横風外乱ステップ入力時の時間応答で評価した．ここで，提案法を用いて実現したいステアリングフィールとして，”従来法と同等の軽さを持ち，より安定性がある”を目指す．そこで，本シミュレーションでは，各ゲインをステアリング角において提案法と従来法の立ち上がり時間が等しくなるように試行錯誤的に決定した．ただし，従来法は車両の安定性を確保するため，(5.1)に加え，ステアリング角，角速度，モータ角を加えた (5.17) を用いた．このときの各パラメータを表 5.2 に示す．ただし， η は平滑化係数である．

$$T_M = K_{as}K_H(\theta_H - \theta_M) - K_1\dot{\theta}_M - K_2\ddot{\theta}_M - K_3\theta_M - K_4\theta_H - K_5\dot{\theta}_H \quad (5.17)$$

5.4.1 正弦波入力シミュレーション

正弦波入力への応答を評価するため，ステアリングトルク T_h に振幅 $\pm 3\text{Nm}$ で周波数 0.2Hz の正弦波を入力し，シミュレーションを行った．このときの時間応答を図 5.7 に示す．図 5.7 の左上段はヨーレート，右上段はステアリング角，左下段は入力されたステアリングトルク，右下段はアシストモータトルクの入力のそれぞれ時間応答を表している．また，図 5.8 に，ステアリングトルク T_h に

表 5.2: シミュレーションのための各制御パラメータ

Q	$Q=\text{diag}([1 \ 1e1 \ 1e-1 \ 1e-1 \ 1 \ 1])*1e8$
R	1
k	$1e5$
k_{F_w}	$5e1$
η	0.1
K_{as}	2.3
K_1	26.6
K_2	0
K_3	393.4
K_4	-144.2
K_5	-4.0

対するステアリング角 θ_h , ステアリングトルク T_h に対するヨーレート γ , ステアリングトルク T_h に対するモータトルク T_m , そして提案法の切り替え関数の時間応答を示す. これらの図より, 提案法は従来法と同様にドライバの操舵をアシストして操舵負荷を減らせることを示している.

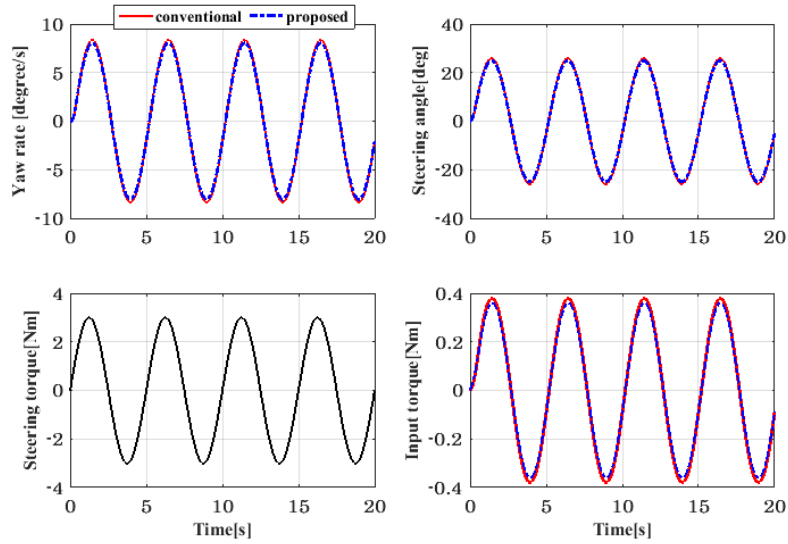


図 5.7: 正弦波入力に対する入出力時間応答

5.4.2 ステップ入力シミュレーション

ステップ入力に対する応答を評価するため, ステアリングトルク T_h に 3Nm の大きさのステップ信号を 1s のときに入力し, 5s に 0Nm とした (手放しに相当する) ときのヨーレート, ステアリング

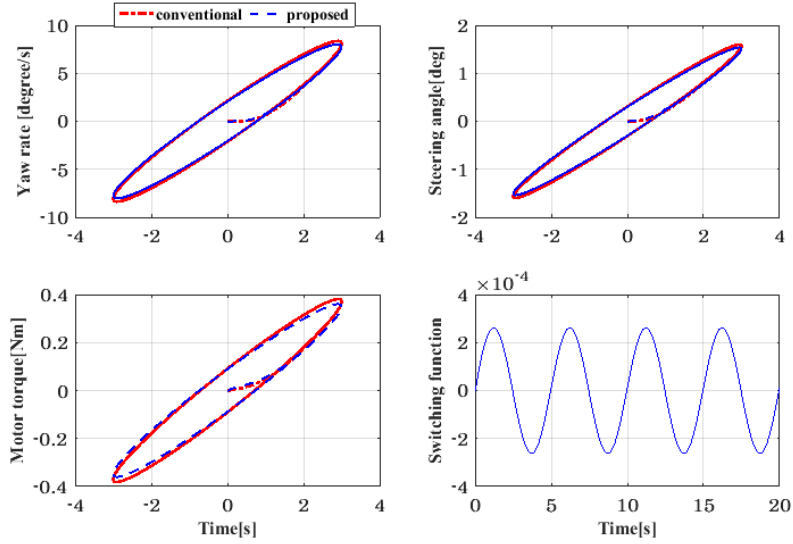


図 5.8: 正弦波入力に対する操舵ヒステリシスと切り替え関数

角，ステアリングトルク，モータトルクの時間応答を図 5.9 に示す．また，提案法の切り替え関数の時間応答を図 5.10 に示す．提案法と従来法のステアリング角の立ち上がり時間が等しくなるように調整されているため，図 5.9 でも等しい立ち上がり時間を持っている．ここで，提案法と従来法の時間応答の評価を表 5.3 に示す．従来法は提案法よりオーバーシュートが大きく，整定時間が長く，不安定傾向にある．すなわち，提案法のほうが等しい立ち上がり時間であるが，安定性が従来制御より高いことがわかる．

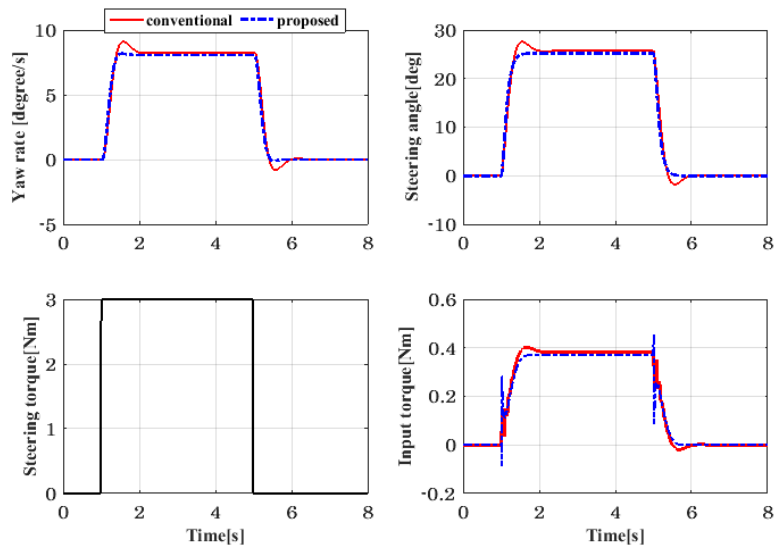


図 5.9: ステップ入力に対する入出力時間応答

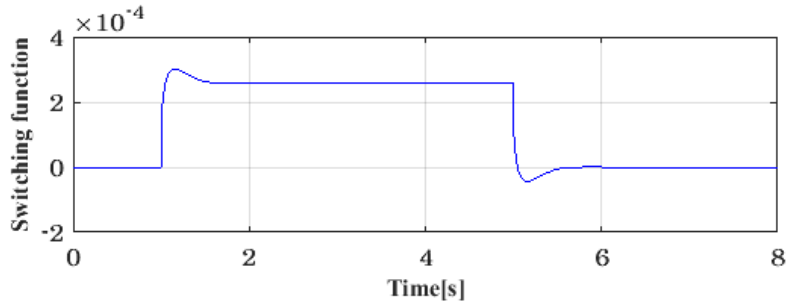


図 5.10: ステップ入力に対する切り替え関数の時間応答

表 5.3: ステップ入力に対するオーバーシュートの比較

	Steering angle [deg]	Yaw rate [deg/s]
conventional	1.8	0.82
proposed	0.0	0.095

5.4.3 セルフアライニングトルク変動時のステップ入力シミュレーション

車両や EPS が影響を受ける外乱として, (2.13) で表されるセルフアライニングトルクが例として挙げられる.

$$F_r = -2\zeta K_r(\beta + \frac{L_f \gamma}{V} - \delta) \quad (2.13)$$

セルフアライニングトルクは (2.13) のようにステアリング角やヨーレート, スリップ角のバネ成分で近似することができるが, その推定値は路面の摩擦係数の変化などにより容易に変化してしまう. そのため, EPS の制御系ではセルフアライニングトルクが変化したときも安定性が損なわれないように調整, テストが行われている. ここでは, 提案法と従来法にセルフアライニングトルクの変動に対するロバスト性を評価するため, セルフアライニングトルク (2.13) の K_f が 70%, 100%, 130% と変化した場合でステップ入力に対する時間応答を比較した.

図 5.11 に提案法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答を, 図 5.12 に従来法の時間応答を示す. ステップ入力は前節のステップ入力時のシミュレーションと等しい入力を用いている. それぞれ図では, 左上段はヨーレート, 右上段はステアリング角, 左下段はモータトルク, 提案法の右下段は切り替え関数のそれぞれの時間応答を示している. さらに, 提案法と従来法のセルフアライニングトルク変動による時間応答の定量評価を表 5.4 に示す. 従来法は提案法よりオーバーシュート, 定常偏差ともに大きく, セルフアライニングトルクの変動による性能劣化が起こりうることをわかる. 一方, 提案法はほぼセルフアライニングトルクの変動の変化をうけておらず, オーバーシュート, 定常偏差ともに小さい. これはセルフアライニングトルクの変動はモータ

トルクの外乱とみなすことができ、この外乱はスライディングモード制御のマッチング条件を満たすためである。スライディングモード制御のマッチング条件を満たす外乱は、理論的にその影響は除去できるため、セルフアライニングトルクの変動が大きく低減できているということがわかる。

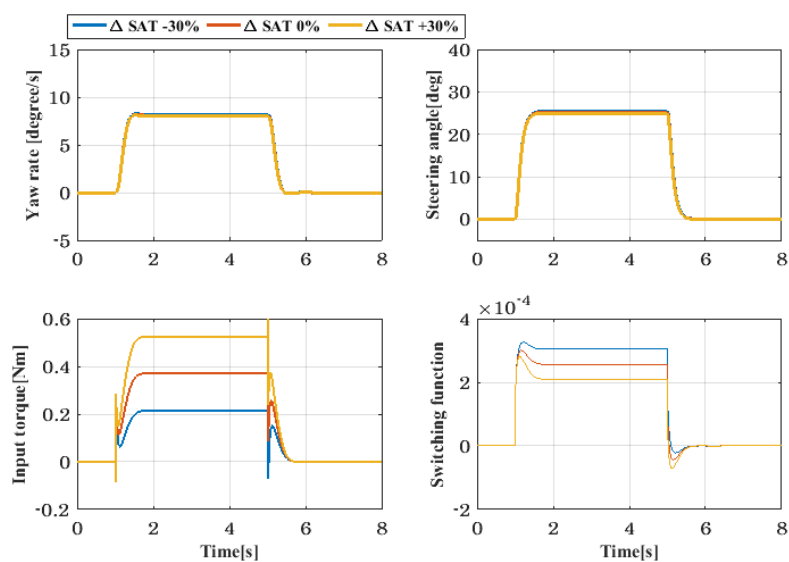


図 5.11: 提案法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答

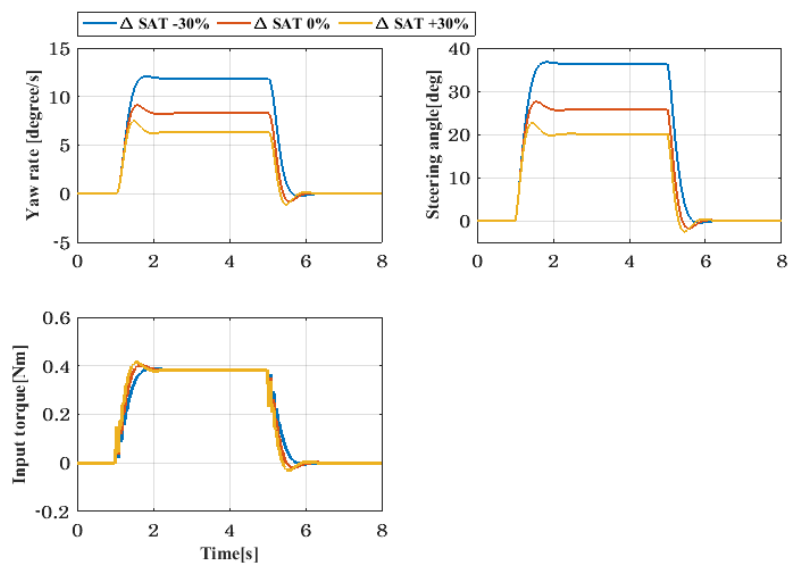


図 5.12: 従来法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答

表 5.4: セルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する定常偏差の比較

	Variation rate [%]	Steering angle [deg]	Yaw rate [deg/s]
conventional	$\Delta K_f = -30\%$	10.50	3.55
	$\Delta K_f = 0\%$	0.0	0.0
	$\Delta K_f = +30\%$	-5.64	-1.91
proposed	$\Delta K_f = -30\%$	0.26	0.09
	$\Delta K_f = 0\%$	0.0	0.0
	$\Delta K_f = +30\%$	-0.26	-0.08

5.4.4 横風外乱ステップ入力シミュレーション

車両や EPS が影響を受ける外乱として、前節ではセルフアライニングトルク変動時のステップ応答を検証した。セルフアライニングトルクはスライディングモード制御のマッチング条件を満たす外乱であるため、その影響を抑えることができた。次に、車両や EPS が影響を受ける外乱として、横風外乱の評価を行う。横風外乱は制御対象の状態方程式の入力行列 B のレンジスペースになく、スライディングモード制御のマッチング条件を満たさないため、横風外乱入力時の安定性はスライディングモード制御で保証することができない。そのため、シミュレーションにて従来法と提案法の横風外乱の影響を検証し、提案法が横風外乱に有効に働くかを明らかにする。

横風外乱に対する応答を評価するため、横風外乱 F_w に 100 N の大きさのステップ信号を 1 s のときに入力し、5 s に 0 Nm としたときのヨーレート、ステアリング角、横風外乱、モータトルクの時間応答を図 5.13 に示す。また、提案法の切り替え関数の時間応答を図 5.14 に示す。ここで、提案法と従来法の時間応答の評価を表 5.5, 表 5.6 に示す。横風外乱はマッティング条件を満たす外乱ではないため、外乱に対して安定性を保証することができないが、提案法は従来法に対して横風外乱による定常偏差が小さく、影響を受けにくくなっている。

これらのシミュレーションから、従来法と提案法では等しい立ち上がり時間であるが、提案法のほうがステアリング入力に対する安定性が従来制御より高く、応答性と安定性のトレードオフの中でより高い制御性能が期待できることが示される。

表 5.5: 横風外乱に対するオーバーシュートの比較

	Steering angle [deg]	Yaw rate [deg/s]
conventional	0.0	0.0
proposed	0.0	0.0

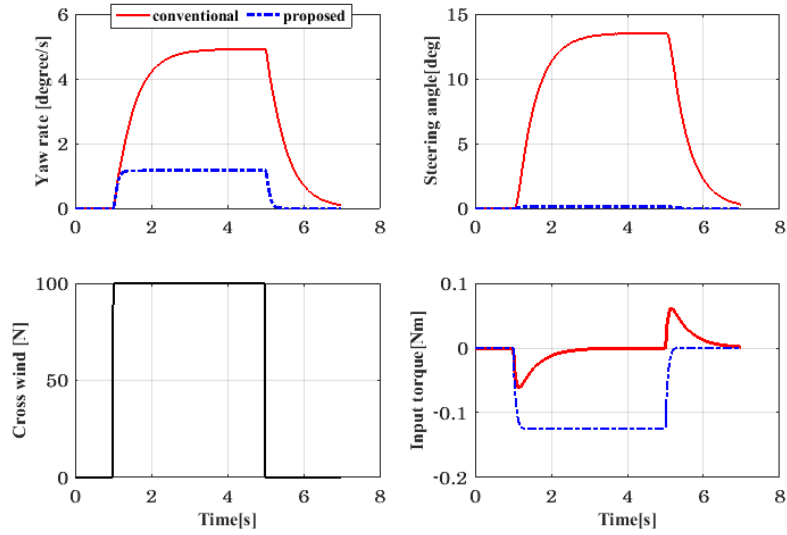


図 5.13: 横風外乱に対する入出力時間応答

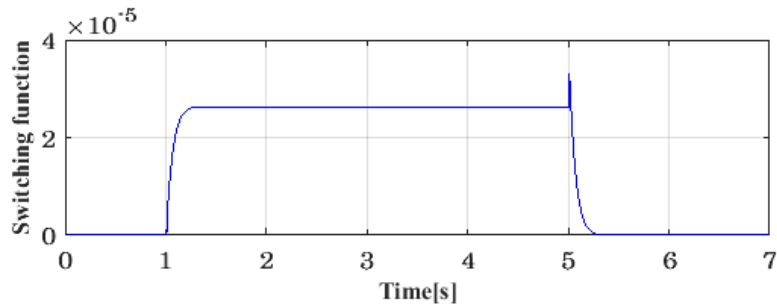


図 5.14: 横風外乱に対する切り替え関数の入出力時間応答

表 5.6: 横風外乱に対する定常偏差の比較

	Steering angle [deg] ([%])	Yaw rate [deg/s] ([%])
conventional	13.5 (100%)	4.9 (100%)
proposed	0.1 (1%)	1.2 (25%)

5.4.5 提案法におけるステアリングフィールの調整法に対する考察

提案法はロバスト性が高い一方、ステアリングフィールの設計方法は超平面における極配置に依存し、その設計方法は従来方法から大きく異なるという欠点を持つ。また、図 5.2 のようなマップを通して実現される特性を提案法で実現するためには超平面を操舵トルクに対して可変にする必要があり、調整が難しくなってしまうという問題も存在する。ステアリングフィールの調節は最終的に熟練ドライバが官能評価を通して試行錯誤的に決定する。熟練ドライバは変更したいフィールに応じた

制御器のパラメータを調節するため，制御パラメータとステアリングフィールの関係が明らかで調整しやすい必要がある．すなわち，超平面の極配置法ではこの関係が崩れてしまい，従来の調整法が適用できないため，新たにステアリングフィールとパラメータ調整法を構築する必要がでてしまう．これについて次章でこの問題に対する改善案を提案する．

第6章 ステアリング系と車両系を統合した系 に対するモデル規範型スライディング モード制御による新しい電動パワース テアリングシステム制御法

本章では、前章で提案法の欠点となったステアリングフィールとスライディングモード制御器のパラメータ調整に対し、モデル規範型スライディングモード制御を適用することでロバスト性とチューニングのしやすさを両立する制御系設計を目指す。

モデル規範制御とは、実システムをある確定した規範モデルの動特性に追従させる制御系のことをいう^[48]。制御の目的は、安定な規範モデルを導入したときに適応制御入力进行操作して、実システムと規範モデルの両者の出力誤差を零に収束させることである。すなわち EPS におけるモデル規範制御を用いることの目的は、目標のステアリングフィールのモデルを構築し、その目標モデルに対して実際の制御対象が追従するように制御することで目標のステアリングフィールを実現することである。さらに、モデル規範制御をスライディングモード制御を適用し、モデル規範型スライディングモード制御法をステアリング系と車両系を統合した系に用いることで、クーロン摩擦やセルフアライニングトルクなどの非線形要素に対しロバストで操舵系-車両系を統合した制御の一手法を提案する。また、目標のステアリングフィールを実現するためのチューニング方法について言及し、従来制御と近いステアリングフィールとパラメータ調整法を構築できることを示す。最後にこれら提案制御器の有効性を数値シミュレーションと HILS を用いた実験によって明らかにする。

6.1 従来制御器の設計

本節では、前章で記述したモデルの特性を基に、従来制御器の設計について述べる。従来制御によるアシストトルク T_M は (6.1) で記述されるように非線形 PD 制御で構成される。トルクセンサ出力を観測し、比例ゲインと位相補償器を直列に接続したものにモータ角速度・角加速度を加算することでドライバのハンドル操作に対して適切な重みを与え、不適切な振動を抑制するように試行錯誤的

に設計されている.

$$T_M = K_1(V, t)K_H(\theta_H - \delta) - K_2(V, t)\dot{\delta} - K_3(V, t)\ddot{\delta} \quad (6.1)$$

6.2 ステアリング系と車両系を統合したモデル規範制御器の設計

6.2.1 規範モデルの設計

本節では, モデル規範制御を用いることにより, ステアリング系と車両横運動を考慮した規範モデルに実制御対象の応答を追従させる制御系を設計する. ハンドル操作時の反力に関して, 前述の従来制御によりドライバにとって望ましいものを設定済みであると見なし, 従来制御と同等のハンドル操作フィーリングが得られ, セルフアライニングトルクや横風外乱に対してロバストな制御器を設計することを目指す.

ハンドル操作時の反力に関して, 従来と同等のハンドル操作フィーリングが得られることを目標としているため, (6.1) を用いた時の状態を規範モデルとして設定する. これにより, スライディングモード状態のときは規範モデルの時間応答が従来制御と同等になるため, ステアリングフィールに関する Steering stiffness, Steering damping, Inertia feel, Returnability のそれぞれを従来制御と近い手法で調整を行うことができる. (6.1) を制御器として用いたときの (2.5) は (6.2) となる. (2.4),(2.14),(2.15),(6.2) を用することで, 操舵-車両を統合した規範モデルとし, モデル規範型制御系を設計する. 規範モデルとなる状態係数行列は (6.4),(6.5) で表される. 添字の m は規範モデルを意味する. 制御対象と規範モデルの状態行列の差は $(A - A_m) = BK$ となり, スライディングモード制御のマッチング条件を満たす. この時, ステアリングトルク T_H は直接検出できないため, トーションバーで検出されたねじれトルク \hat{T}_H を用いる.

これまでの研究では, ドライバにとって望ましい特性としてステアリング操舵角に対するヨーレートと横加速度の周波数特性に言及したものが多く, 文献^[10]では目標ヨーレート r_m と横加速度 a_{ym} が次式で表されるような一次遅れ系として設定している.

$$\begin{aligned} \hat{r}_m &= \frac{r_m(s)}{\theta(s)} = \frac{G_{r0}}{1 + \tau_r s} \\ \hat{a}_m &= \frac{a_m(s)}{\theta(s)} = \frac{G_{a0}}{1 + \tau_a s} \end{aligned}$$

すなわち, これらの特性を操舵制御に考慮する際は, (6.1) に周波数形成や LQ 最適化を用いて目標特性となるようにヨーレートや横加速度のフィードバックを加えればよい.

$$(I_M + K_3)\ddot{\delta} + (C_T + K_2)\dot{\delta} + (K_H + K_1)(\delta - \theta_H) = T_M + T_{SAT} \quad (6.2)$$

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m u_m(t) + E_m T_H \quad (6.3)$$

$$A_m = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & a_{15} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & a_{25} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 & a_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{m61} & a_{m62} & a_{m63} & a_{m64} & a_{m65} & a_{m66} \end{pmatrix} \quad (6.4)$$

$$B_m = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{m61} \end{pmatrix}^T \quad (6.5)$$

$$E_m = E \quad (6.6)$$

$$x_m = \begin{pmatrix} \beta_m & \gamma_m & \theta_{Hm} & \dot{\theta}_{Hm} & \delta_m & \dot{\delta}_m \end{pmatrix}^T \quad (6.7)$$

6.2.2 制御則の導出

制御入力 u は、フィードフォワード補償部 u_f とフィードバック補償部 u_b の和とする.

$$u = u_f + u_b \quad (6.8)$$

次に、実プラントの状態変数 x と規範モデルの状態変数 x_m との誤差を e とおくと、(2.17),(6.3) により、 e に関して

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x} - \dot{x}_m \\ &= Ax + Bu + ET_H - (A_m x_m + B_m u_m + E_m T_H) \\ &= Ae + (A - A_m)x_m + Bu - B_m u_m + ET_H - E_m T_H \end{aligned} \quad (6.9)$$

となる. フィードフォワード補償部は (6.9) において $x = x_m$ つまり $e = 0$ 及び $\dot{e} = 0$ となるように定義する.

$$u_f = -B^{-1}\{(A - A_m)x_m - B_m u_m\} + E_m T_H \quad (6.10)$$

(6.8),(6.10) を (6.9) に代入してまとめると、次の誤差方程式が得られる.

$$\dot{e} = Ae + Bu_b \quad (6.11)$$

このフィードバック補償部 u_b の設計にスライディングモード制御法を適用する. (6.11) の誤差方程式について切り替え関数 σ を次のように定義する.

$$\sigma = Se \quad (6.12)$$

ここで S は安定余裕を指定する設計法を用いる．すなわち， A の固有値の実部が $-\eta$ 以下となるように S を決定する．そこで S について任意の正定行列 Q を与えてリカッチ方程式の解 P を使った S を求める．

$$PA_\eta + A_\eta^T P - PBRB^T P + Q = 0 \quad (6.13)$$

$$S = B^T P \quad (6.14)$$

ただし，

$$A_\eta = A + \eta I \quad (6.15)$$

制御器の設計には最終スライディングモード制御法とし，非線形入力チャタリング低減のため飽和関数を用いた．このときの制御系のブロック線図を図 6.1 に示す．

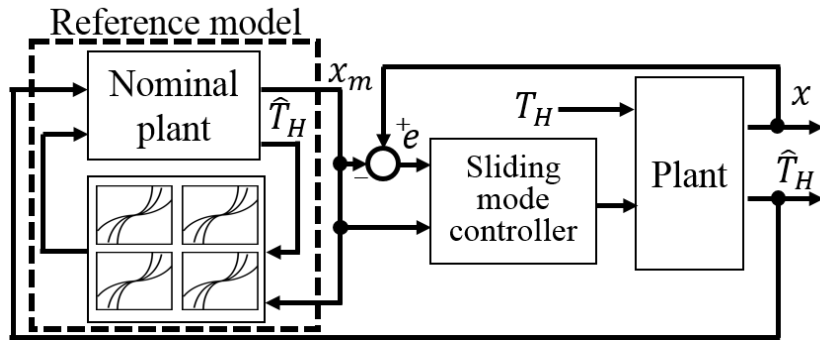


図 6.1: Block diagram of proposed control structure.

6.3 ステアリング系と車両系を統合したモデルによるシミュレーション

提案法の有効性を検証するため、2章で示したモデルとパラメータを用いてシミュレーションを行う。シミュレーションはそれぞれ正弦波入力、ステップ入力、セルフアライニングトルク変動時のステップ入力、横風外乱ステップ入力時の時間応答で評価される。提案法ではハンドル操作時の反力に関して、従来と同等のハンドル操作フィーリングが得られ、セルフアライニングトルクや横風外乱に対してロバストであることを目標とし、各種パラメータを設定した。ここで、従来制御および提案制御では図 5.2 で示されるアシストマップを用いてアシスト制御を行う。これにより、ドライバの操舵トルクが小さい領域ではより安定な操舵や補舵が可能となり、操舵トルクが大きい領域では操舵負荷をへらす働きをすることができる。このときの各パラメータを表 6.1 に示す。ただし、 η は平滑化係数である。

表 6.1: シミュレーションのための各制御パラメータ

Q	$Q=\text{diag}([1 \ 1e1 \ 1e-1 \ 1e-1 \ 1 \ 1])*1e8$
R	1
$k(x, t)$	100
K_2	875
K_3	-15
η	50

6.3.1 正弦波入力シミュレーション

正弦波入力への応答を評価するため、ステアリングトルク T_h に振幅 $\pm 3\text{Nm}$ で周波数 0.2Hz の正弦波を入力し、シミュレーションを行った。このときの時間応答を図 6.2 に示す。図 6.2 の左上段はヨーレート、右上段はステアリング角、左下段は入力されたステアリングトルク、右下段はアシストモータトルクの入力のそれぞれ時間応答を表している。また、図 6.3 に、ステアリングトルク T_h に対するステアリング角 θ_h 、ステアリングトルク T_h に対するヨーレート γ 、ステアリングトルク T_h に対するモータトルク T_m 、そして提案法の切り替え関数の時間応答を示す。モデル規範スライディングモード制御では、目標特性と実際の応答の偏差が 0 に収束するように設計されているため、Reference に対し、proposed の応答が追従できている。提案法の規範モデルは従来法と同等のハンドル操作フィーリングになるように設定されているため、従来法と提案法の時間応答や操舵ヒステリシスは等しくなっている。すなわち、提案法と従来法は等しいステアリングフィールを持つことがわ

かる．さらに，ドライバの操舵トルクが小さい領域ではより安定な操舵や補舵が可能となり，操舵トルクが大きい領域では操舵負荷を減らす制御を実現することができている．

また，前章での提案法では，図 5.2 を用いたアシスト特性に対して，切り替え超平面を可変にする必要があった．しかし，本章の提案法は従来法のアシストマップをそのまま用い，さらに切り替え超平面を可変にする必要なく図 5.2 を用いたアシスト特性を実現することができる．

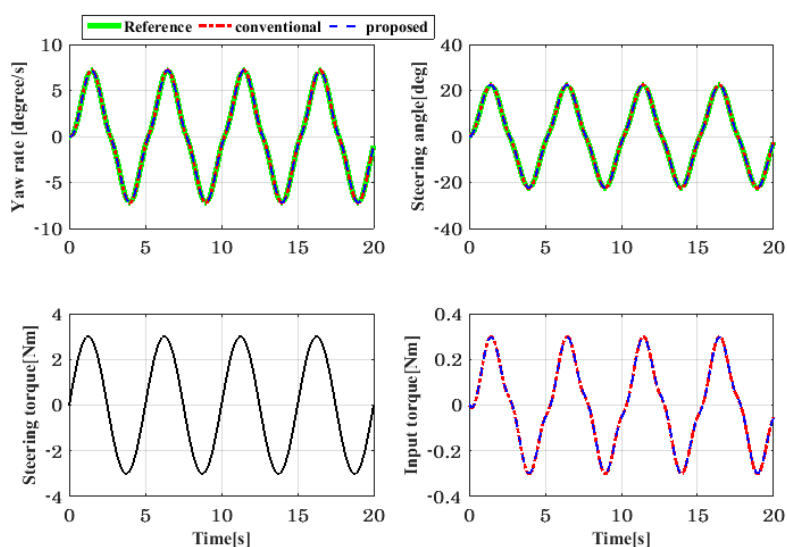


図 6.2: 正弦波入力に対する入出力時間応答

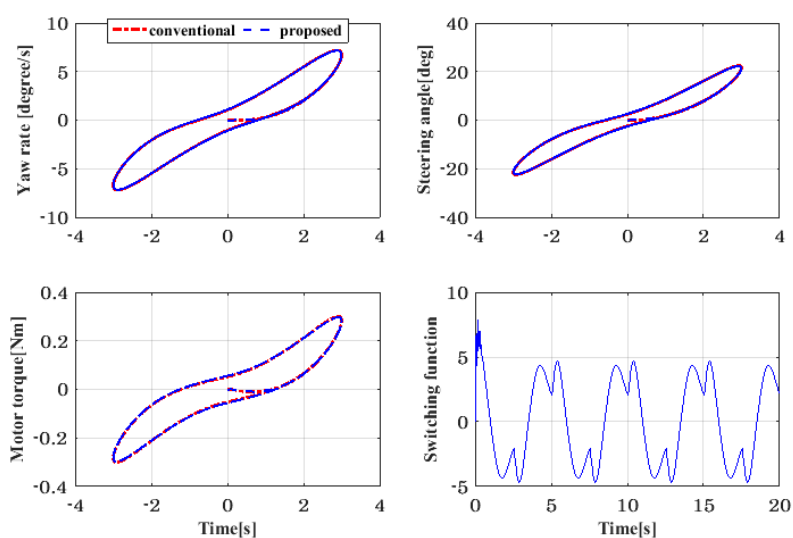


図 6.3: 正弦波入力に対する操舵ヒステリシスと切り替え関数

6.3.2 ステップ入力シミュレーション

ステップ入力に対する応答を評価するため、ステアリングトルク T_h に 3Nm の大きさのステップ信号を 1s のときに入力し、5s に 0Nm とした (手放しに相当する) ときのヨーレート, ステアリング角, ステアリングトルク, モータトルクの時間応答を図 6.4 に示す. また, 提案法の切り替え関数の時間応答を図 6.5 に示す. 提案法の規範モデルは従来法と同等のハンドル操作フィーリングになるように設定されているため, 図中でも等しい立ち上がり時間を持っている.

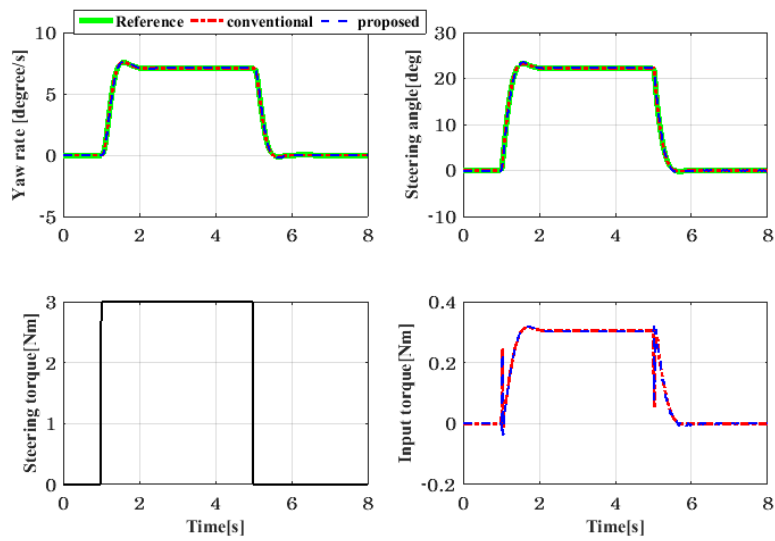


図 6.4: ステップ入力に対する入出力時間応答

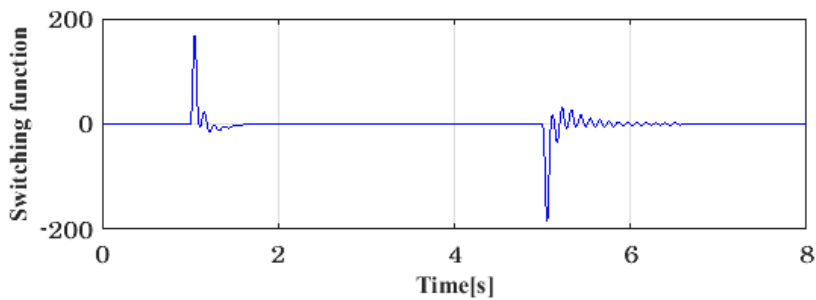


図 6.5: ステップ入力に対する切り替え関数の時間応答

6.3.3 セルフアライニングトルク変動時のステップ入力シミュレーション

提案法と従来法にセルフアライニングトルクの変動に対するロバスト性を評価するため, 5.4.3 と同様の条件でシミュレーションを行った.

図 6.6 に提案法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答を、図 6.7 に従来法の時間応答を示す。ステップ入力は前節のステップ入力時のシミュレーションと等しい入力を用いている。それぞれ図では、左上段はヨーレート、右上段はステアリング角、左下段はモータトルク、提案法の右下段は切り替え関数のそれぞれの時間応答を示している。ここで、提案法と従来法のセルフアライニングトルク変動による時間応答の評価を表 6.2 に示す。従来法は提案法よりオーバーシュート、定常偏差ともに大きく、セルフアライニングトルクの変動による性能劣化が起こりうるということがわかる。一方、提案法はほぼセルフアライニングトルクの変動の変化をうけておらず、オーバーシュート、定常偏差ともに小さい。これは 5 章におけるスライディングモード制御設計と同様に、セルフアライニングトルクの変動はモータトルクの外乱とみなすことができ、この外乱はスライディングモード制御のマッチング条件を満たすためである。スライディングモード制御のマッチング条件を満たす外乱は理論的にその影響は除去できるため、セルフアライニングトルクの変動が大きく低減できているということがわかる。

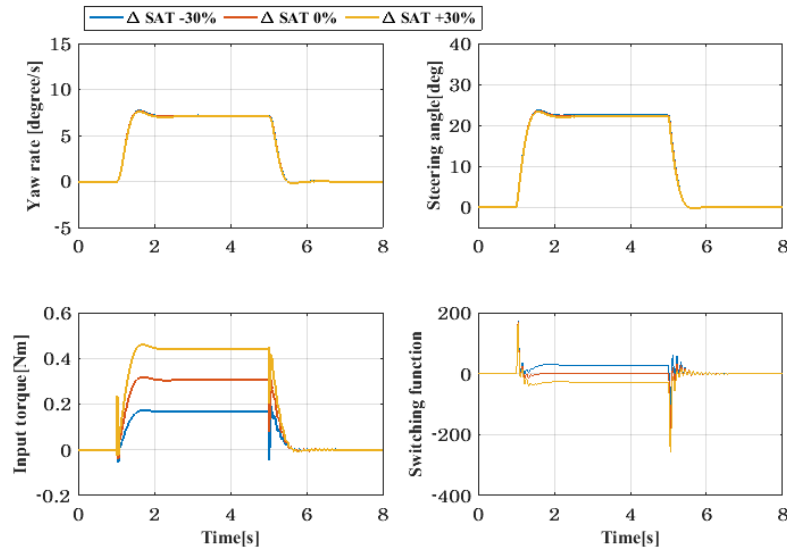


図 6.6: 提案法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答

6.3.4 横風外乱ステップ入力シミュレーション

次に、車両や EPS が影響を受ける外乱として、横風外乱の評価を 5.4.4 と同様の条件でシミュレーションを行う。

横風外乱に対する応答を評価するため、横風外乱 F_w に 100 N の大きさのステップ信号を 1 s のときに入力し、5 s に 0 Nm としたときのヨーレート、ステアリング角、横風外乱、モータトルクの時

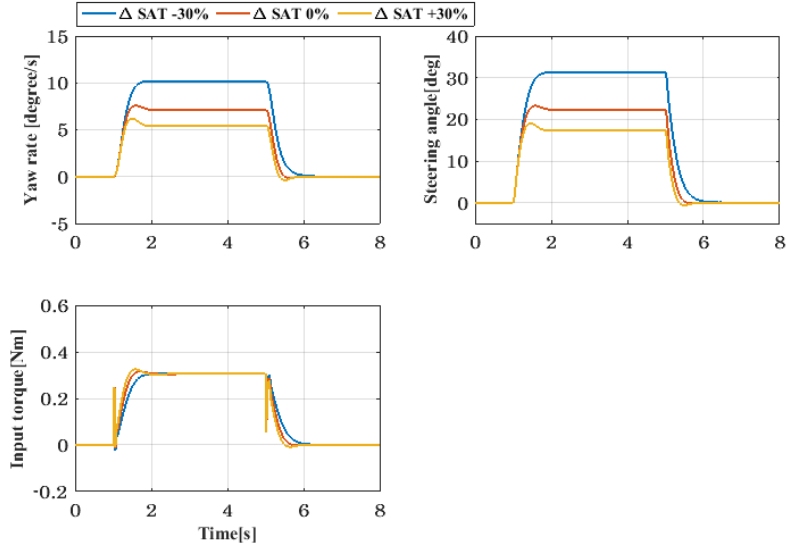


図 6.7: 従来法のセルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する入出力時間応答

表 6.2: セルフアライニングトルク変動時のステップ入力に対する定常偏差の比較

	Variation rate [%]	Steering angle [deg]	Yaw rate [deg/s]
conventional	$\Delta K_f = -30\%$	8.97	-3.04
	$\Delta K_f = 0\%$	0.00	0.00
	$\Delta K_f = +30\%$	-4.88	-1.64
proposed	$\Delta K_f = -30\%$	0.16	0.04
	$\Delta K_f = 0\%$	0.00	0.00
	$\Delta K_f = +30\%$	0.16	-0.04

間応答を図 6.8 に示す. また, 提案法の切り替え関数の時間応答を図 6.9 に示す. ここで, 提案法と従来法の時間応答の評価を表 6.3 と表 6.4 に示す. 提案法はオーバーシュート, 定常偏差がともに小さく, 横風外乱の影響を受けにくくなっている. 図 6.9 において, 横風外乱はマッチング条件を満たさないため, 提案法により横風外乱の影響を完全に抑えることはできない.

ここで, 提案法における外乱の影響の大きさは超平面の設計と非線形入力大きさに依存しており, 今回は LQ 最適制御により超平面を決定している. すなわち, ヨーレートにおける外乱の影響を抑えたい場合はヨーレートの LQ 重みを大きくする, もしくは非線形入力を大きくすればよい.

表 6.3: 横風外乱に対するオーバーシュートの比較

	Steering angle [deg] ([%])	Yaw rate [deg/s] ([%])
conventional	0.3 (100%)	0.19 (100%)
proposed	0.17 (57%)	0.12 (63%)

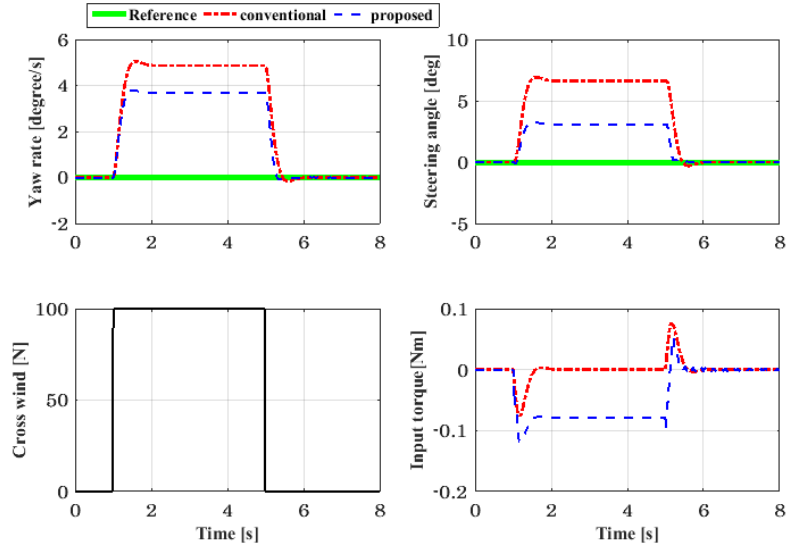


図 6.8: 横風外乱に対する入出力時間応答

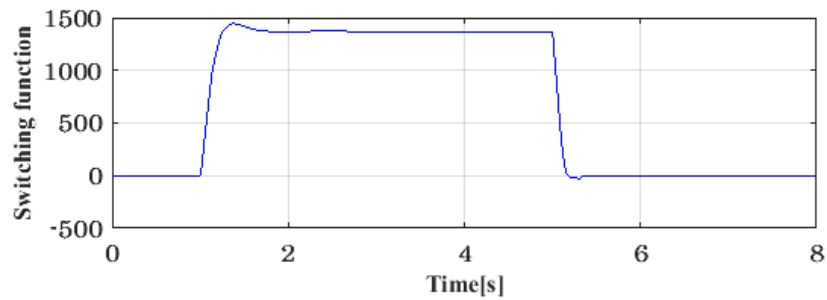


図 6.9: 横風外乱に対する切り替え関数の入出力時間応答

表 6.4: 横風外乱に対する定常偏差の比較

	Steering angle [deg] ([%])	Yaw rate [deg/s] ([%])
conventional	6.6 (100%)	4.9 (100%)
proposed	3.1 (47%)	3.7 (76%)

以上のシミュレーションから、提案法では切り替え超平面を変更せずに従来法と近い手法でステアリングフィードを調整することができ、セルフアライニングトルク、横風外乱に対してロバスト性が高いことを示した。

6.3.5 ステアリングフィールの調整に対する考察

前章で提案法の課題となっていたステアリングフィールの調整は、規範モデルにおける (6.1) で表されるアシストマップや粘性補償マップなど、それぞれのパラメータを調節することであり、これは従来法と等しい。すなわち、提案法は従来法と等しい方法でステアリングフィールを調整することが可能であり、熟練ドライバがステアリングフィールを調整する際に従来法とほぼ等しい方法で調整することができ、新たにステアリングフィールとパラメータ調整法を構築する必要がなくなり、テストや試行錯誤的な工数を抑えることができる。よって、提案法を用いることでコストを抑え、ロバスト性の高い操舵感と操縦感を両立した制御系が設計できると考えられる。

6.4 HILS を用いた実験

提案法の有効性を検証するため、3章で設計した HILS を用いて実験を行う。今回使用した HILS は装置の都合上、ステアリングトルクに対するステップ入力、横風外乱ステップ入力の実験を行った。

6.4.1 ステアリングトルクに対するステップ入力実験

HILS を用いてステップ入力に対する応答を評価するため、ステアリングトルク T_h にステップ信号を 1s のときに入力し、5s に 0Nm とした (手放しに相当する) ときのステアリング角、トルクセンサ値、モータトルク、切り替え関数の時間応答を図 6.10 に示す。ただし、HILS はステアリング側にアクチュエータを持たないため、おもりを吊り下げることで模擬的にステップ信号とした。図中緑は規範モデルではほぼ同様の条件でシミュレーションを行ったときの時間応答を示している。提案法と従来法の時間応答の評価を表 6.5 に示す。従来法は HILS の非線形摩擦により立ち上がりの応答が遅れ、理論モデルに対し、大きな定常偏差とオーバーシュートを生じている。また、トルクセンサに起因する機械共振が発生しており、持続振動が生じている。一方、提案法は規範モデルに対して近い応答を示しており、オーバーシュート、定常偏差ともに小さくなっている。すなわち、提案法は非線形要素を抑制しながら適切に規範モデルに追従できていることがわかる。

従来制御系では HILS を用いた実験で示される非線形摩擦や機械共振などを抑制するため、非線形摩擦を低減する制御や位相補償マップ制御を追加することでドライバが不快に感じないようなステアリングフィールを実現している。しかし、アクティブセーフティ等の高次な機能を実現するに当たり、これらの環境やパラメータ変動ごとに制御器を調整する方法は考慮する場面やマップ制御がさらに増えることを意味し、工数やコストの増大が懸念される。一方、提案制御は非線形摩擦や位相遅れに対しロバストであるため、追加の制御器を必要とせず、制御器の単純化や、工数やコストの削減が見込める。

表 6.5: HILS を用いたステップ入力に対するステアリング角度の入出力時間応答の比較

	定常偏差 [deg] ([%])	オーバーシュート [deg] ([%])
conventional	10 (100%)	9.3 (100%)
proposed	1.6 (16%)	0.3 (3%)

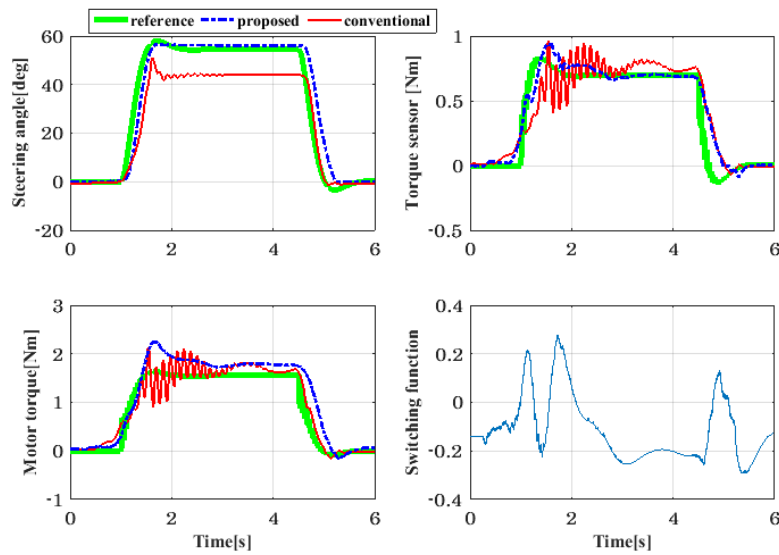


図 6.10: HILS を用いたステップ入力に対する入出力時間応答

6.4.2 横風外乱ステップ入力実験

次に，横風外乱の評価を HILS を用いて行う．

横風外乱に対する応答を評価するため，横風外乱 F_w に 500 N の大きさのステップ信号を 1 s のときに入力し，5 s に 0 Nm としたときのヨーレート，ステアリング角，横風外乱，モータトルクの時間応答を図 6.11 に示す．ここで，提案法と従来法の時間応答の評価を表 6.6 に示す．シミュレーションと同様に，横風外乱はマッチング条件を満たさないため，提案法により横風外乱の影響を完全に抑えることはできない．しかし，提案法はステアリング角度においてオーバーシュート，定常偏差がともに小さく，横風外乱の影響を受けにくくなっている．

すなわち，提案法はマッチング条件を満たさない横風外乱に対しても従来法よりもロバストであることがわかる．

表 6.6: HILS を用いた横風外乱に対するステアリング角度の入出力時間応答の比較

	定常偏差 [deg] ([%])	オーバーシュート [deg] ([%])
conventional	18 (100%)	7.4 (100%)
proposed	8.2 (46%)	1.0 (14%)

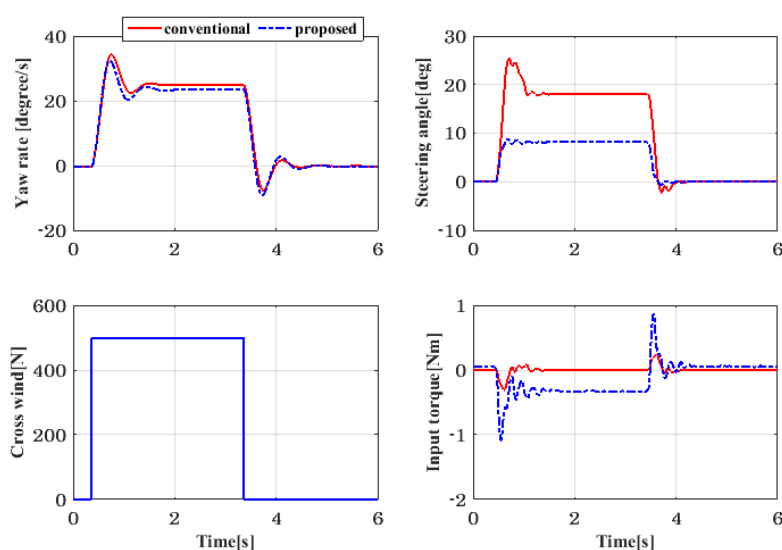


図 6.11: HILS を用いた横風外乱に対する入出力時間応答

6.5 モデル規範型制御による電動パワーステアリングシステム制御法のまとめ

本章では、一般的にロバスト性が高いとされるスライディングモード制御法を車両と操舵系を統合した電動パワーステアリング系に用いることで、セルフアライニングトルクや横風外乱などの非線形要素に対しロバストな制御系設計の一手法を提案した。

提案制御は、従来の制御器に近い方法で調整ができ、マッチング条件を満たすセルフアライニングトルクの影響をほぼ完全に抑えることができ、マッチング条件を満たさない横風外乱を抑えつつ、ハンドル回転角とのトレードオフの関係を明らかにした。

本手法では、ステアリング系-車両系を統合したモデルに対し LQ 最適制御等を用いて望ましい規範モデルを決定することで、ロバスト性の高い操舵感と操縦感を両立した制御系が設計できると期待できる。

第7章 まとめ

近年，特に自動車分野では環境問題への配慮が重要なテーマとなっており，加えて自動運転を始めとしたアクティブセーフティへの関心が高まっている．

本論文では，電動パワーステアリング（EPS: Electric Power Steering）を用いて，車両運動を考慮でき，従来のマップ制御と近い方法で調整でき，ドライバの操舵感とロバスト性を向上させることを目指して下記の制御系および推定器の設計を行った．

1. HILS 開発による走行状態の再現
2. 速度変動と横風外乱を考慮した状態推定オブザーバ設計
3. セルフアライニングトルクと横風外乱にロバストなスライディングモード制御系設計
4. セルフアライニングトルクと横風外乱にロバストで，従来法と同じ手法でステアリングフィードバックの調整ができるモデル規範型スライディングモード制御系設計

また，上記の制御系および推定器の設計を行うとともに，シミュレーション及び HILS を用いた実験を行うことで，提案法の有効性を従来法と比較し，制御性能や推定性能の優位性を定量的に示すことができた．今後の展開として，実車での試験や提案制御を用いたステアリングフィードバックの官能評価を行うことで，さらなるステアリングフィードバックの向上と高性能・多機能な自動車の実現が期待できる．

自動車における電動パワーステアリングシステムの制御は人間のドライバにおける操舵感向上に貢献することができ，自動車そのものの価値や魅力を高める可能性を持っている．また，アシスト制御においても，パワードスーツのような新しい装置に活用される技術であり，人機一体を実現し，新しい未来の一端を担うことのできる技術である．これらからも関連制御技術のさらなる研究が求められる．

修論発表会 質疑応答

Q. 従来制御でも十分に思える。従来制御に比べて提案制御において何が改善しているのか？

A. 理想条件下では，従来制御でも振動などの不快感を与える応答は確認されないが，実車では非線形摩擦や機械共振により大きな振動や不快感を感じてしまう．そのため，モデル外要素を抑制するために多くのフィルタや制御器が用いられており，その調整には多くの時間がかかってしまう．提案制御では，このモデル外要素を抑制する制御器を設計することでモデル外要素やパラメータ変動に対してロバスト性を向上することで，ステアリングフィールを改善し，調整の工数を削減することができる．

Q. 自動車における制御ではどのくらいの状態を用いて制御が行われているか？

A. 多くの文献において，車両制御ではヨーレートとタイヤ角，ステアリング制御ならハンドル角及びトルクセンサ値という値が用いられて制御されている．これらはほとんど別々に設計・調整がなされているため，制御器の複雑化を招いている．提案制御を適用することで，車両とステアリング系を統合して制御設計できるため，制御システムの単純化が可能となる．

参考文献

- [1] 水谷良治, 立花 武, 森本 雅之, 赤津 観, 星 伸一, “自動車の低燃費化に貢献する電動化技術, 電気学会論文誌 D, 135(9), pp. 884-891, 2015.
- [2] カヤバ工業株式会社, “自動車の操舵系と操安性 “, 山海堂, 1996.
- [3] 八重樫武久, “超低燃費自動車用パワートレンへの挑戦 ハイブリッドパワートレンの現状と将来展望 (<特集> 21 世紀のエンジンシステム: 課題への挑戦)“, 日本機械学会誌, 105(1007), pp. 682-686, 2002.
- [4] 田中竜司, “軽自動車用エンジンの低燃費化への取組 “, 自動車技術会, No.36, 2013.
- [5] 日産自動車, “IS/HV など低燃費新技術を発表 “, 自動車産業レポート (718), pp. 8-12, 2010.
- [6] Z. He and M. Gu, “Dynamic Research on Control Strategy of Electric Power Steering System“, *SAE Technical Paper*, No. 2012-01-0212, 2012.
- [7] 竹原伸, “自動車のサスペンション制御と電動パワーステアリング制御に関する研究 “東京大学学位論文, No216448, 2006.
- [8] B.Li, A.Goodarzi, A.Khajepour, S.Chen and B.Litkouhi, “An optimal torque distribution control strategy for four-independent wheel drive electric vehicles“, *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 54, No. 8, pp. 1172-1189, 2015.
- [9] 小田, 野中, 関口, “モデル予測制御とスライディングモード制御による四輪操舵駆動車両のロバスト経路追従制御 “, 計測自動制御学会論文集, Vol.51, No7, pp484-493, 2015.
- [10] 森, “スライディングモード制御法を用いた制動力配分と四輪操舵の協調制御による車両の操舵性安定性向上 “, 日本機械学会論文集, Vol.68.No671, pp68-74, 2002.
- [11] H.Du, Z.Man, J.Zheng, A.Cricenti, H.Wang and Y.Zhao, “A Novel Sliding Mode Control for Lane Keeping in Road Vehicles“, *Proceedings of the 2016 International Conference on Advanced Mechatronic Systems*, pp. 289-294, 2016.

- [12] Wonhee Kim, Young Seop Son, and Chung Choo Chung, “Torque-Overlay-Based Robust Steering Wheel Angle Control of Electrical Power Steering for a Lane-Keeping System of Automated Vehicles“, *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, VOL. 65, NO. 6, 2016.
- [13] P. Falcone, F. Borrelli, J. Asgari, H. E. Tseng, D. Hrovat, “Predictive Active Steering Control for Autonomous Vehicle Systems“, *IEEE TRANSACTION OF CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, Volume. 15, Issue. 3, pp. 566-580, 2007.
- [14] Namho Kim, David J. Cole, “A model of driver steering control incorporating the driver’s sensing of steering torque“, *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 49, No. 10, pp. 1575-1596, 2011.
- [15] Z. Ercan, A. Carvalho, H. E. Tseng, M. Gkaan and F. Borrelli, “A predictive control framework for torque-based steering assistance to improve safety in highway driving“, *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 56, No. 5, pp. 810-831, 2017.
- [16] N. Yuhara, S. Horiuchi, T. Iijima, K. Shimizu and N. Azuma, “An Advanced Steering System with Active Kinesthetic Feedback for Handling Qualities Improvement“, *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 27, Issue 5-6, pp. 327-355, 1997.
- [17] Ziya Ercan, Ashwin Carvalho, Metin Gokasan, and Francesco Borrelli, “Modeling, Identification, and Predictive Control of a Driver Steering Assistance System“, *IEEE TRANSACTIONS ON HUMAN-MACHINE SYSTEMS*, Vol. 47, Issue 5, pp. 700-710, 2017.
- [18] C. E. Beal and J. C. Gerdes, “Model Predictive Control for Vehicle Stabilization at the Limits of Handling“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 21, No. 4, pp. 1258-1269, 2013.
- [19] トヨタテクニカルディベロップメント, “自動車のモーションコントロール技術入門“, 山海堂, ISBN10: 438108859X, 2006.
- [20] Yoshifumi Morita, Kentaro Torii, Norio Tsuchida, Makoto Iwasaki, Hiroyuki Ukai, Nobuyuki Matsui, Jiro Hayashi, Noriyuki Ido, Hiroshi Ishikawa, “Improvement of Steering Feel of Electric Power Steering System with Variable Gear Transmission System using Decoupling Control“, *2008 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 417-422, 2008.

- [21] 遅迅, 横山, “スライディングモード制御による可変ギア比ステアリングシステム“, 日本機械学会 北陸信越支部 第 53 期総会・講演会 講演論文集, No.167-1, 2016.
- [22] 葉山 良平, 川原 禎弘, 中野 史郎, 熊本 博光, “ステアバイワイヤ車両のバイラテラル制御における HMI 研究“, 自動車技術会論文集, 40 巻, 5 号, 2009.
- [23] 向井 正和, 高藤 祐太, 川邊 武俊, “ステアバイワイヤ車両のロバストセンサレス横運動制御“, 自動車技術会論文集, 43 巻, 2 号, 2012.
- [24] A. Balachandran and J. C. Gerdes, “Designing Steering Feel for Steer-by-Wire Vehicles Using Objective Measures“, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 373-383, 2015.
- [25] F. Wilhelm, T. Tamura, R. Fuchs and P. Mllhaupt, “Friction Compensation Control for Power Steering“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 24, No. 4, pp. 1353-1367, 2016.
- [26] I. Kushiro, “The Effect of Steering Torque Hysteresis on Steering Behavior“, *Transactions of Society of Automotive Engineers of Japan*, Vol. 42, No. 3, pp. 677-684, 2011.
- [27] M. Brcker, “New control algorithms for steering feel improvements of an electric powered steering system with belt drive“, *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 44, Supplement, pp. 759-769, 2006.
- [28] K. Yamamoto, H. Nishimura, “Control System Design of Electric Power Steering for a Full Vehicle Model with Active Stabilizer“, *Journal of System Design and Dynamics*, Vol. 5, No. 05, pp. 789-804, 2011.
- [29] 齊藤 ゆみ, 伊藤 英明, 尾崎 史典, 中村 健信, 川路 茂保, “感性構造に基づく EPS 制御系のパラメータ調整“, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), 130 巻, 2 号, pp. 138-143, 2010.
- [30] S. Ohno and Y. Shimizu, “Proposal of equivalent friction control on Electric Power Steering (EPS)“, *Transactions of the JSME*, Vol. 81, No. 830, pp. 1-13, 2015.
- [31] T. Chugh, W. Chen, M. Klomp, S. Ran and M. Lidberg, “Design and control of model based steering feel reference in an electric power assisted steering system“, *Proceedings of the 25th International Symposium on Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks*, pp. 43-49, 2017.

- [32] Y. Li, T. Shim, D. Wang and T. Offerle, “Enhancement of Steering Feel of Electric Power Assist Steering System Using Modeling Reference Control“, *2018 Annual American Control Conference (ACC)*, pp. 3257-3262, 2018.
- [33] T. Yang, “A New Control Framework of Electric Power Steering System Based on Admittance Control“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 23, No. 2, pp. 762-769, 2015.
- [34] N. Sugitani, Y. Fujiwarat, K. Uchidatt, and M. Fujita, “Electric power steering with H-infinity control designed to obtain road information“, *Proceedings of the 1997 American Control Conference*, pp. 2935-2939, 1997.
- [35] 波多野 健二, 横山 誠, “電動パワーステアリングのスライディングモード制御“, 北陸信越支部 総会・講演会 講演論文集, 37 巻, pp.35-36, 2000.
- [36] 田代, 細江, “車両運動特性を考慮した電動パワーステアリング制御の設計手法“, 日本機械学会論文集, Vol.72, No.719, pp52-60, 2006.
- [37] 山本, 西村, “操舵感と操縦感を考慮した電動パワーステアリングの制御“, 第 53 回自動制御連合講演会, pp.854-859, 2010.
- [38] 山口裕之, 浅野勝宏, 天野也寸志, “車体横すべり角推定法の開発“, 豊田中央研究所 R&D レビュー, Vol. 29, No.4, 1994.
- [39] 後藤, 池田, 千田, “センサノイズを考慮した車両のアクティブ操舵制御-スライディングモードオブザーバによる外乱推定手法を用いたアプローチ-“, 日本機械学会, 第 12 回運動と振動の制御シンポジウム講演論文集, pp201-206, 2011.
- [40] 北野 弘明, 西原 修, 栗重 正彦, 松永 隆徳, “オブザーバによる横風外乱推定および電動パワーステアリングによる補償制御“, 日本機械学会論文集 (C 編), 78 巻, 795 号, pp.3715-3729, 2012.
- [41] 遠藤, “操舵場面に応じ運転負荷軽減を目指したステアリング機構特性に補償する EPS 制御設計方法“, 日本機械学会論文集, Vol.82, No.844, 2016.
- [42] 梅野孝治, “外乱オブザーバに基づく車両状態量推定“, 豊田中央研究所 R&D レビュー, Vol. 29, No.4, 1994.
- [43] Bahram, “Proportional integral observer in robust control“, *,fault detection and decentralized control of dynamic systems*, book 21, 2015.

- [44] 涌井, 橋本, 高梨, 中村, “現場で役立つ制御工学の基本“, コロナ社, 2013.
- [45] 安部 正人, “自動車の運動と制御“, 東京電機大学出版社, 2008.
- [46] 池田雅夫, 藤崎泰正, “多変数システム制御“, コロナ社, 2010.
- [47] 野波健蔵, 田宏奇, スライディングモード制御 - 非線形ロバスト制御の設計理論 -, 56/ 58, コロナ社, 1999.
- [48] 柳田 秀記, 松尾 智広, 松本 哲和, “モデル規範形入力端周波数整形スライディングモード制御の電気油圧サーボモータへの応用“, 日本フルードパワーシステム学会論文集, 34 巻, 1 号, pp. 19-26, 2003.
- [49] S.Takehara and T.Yoshioka, “Improvement of Steering and Vehicle Characteristics due to Electric Power Assist Steering with Disturbance Observe.“, Transactions of the JSME Vol.70, No.835, 2004.
- [50] K.Kondo and H.Kubota, “Innovative Application Technologies of AC Motor Drive Systems.“, IEEJ Journal of Industry Applications Vol.1, No.3, pp.132-140, 2012.
- [51] Mathias Wurges, “New Electrical Power Steering Systems“, IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering Online, 2013.
- [52] E.Saito and S.Katsura, “Position Control of Resonant System with Load Force Suppression Using Wave Observer“, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.3, No.1, pp.18-25, 2013.
- [53] Y. Oniwa and Y. Shimizu, “Evaluation method for steer assist feeling around steering center and control design on EPS“, *Journal of Mechanical Systems for Transportation and Logistics*, Vol. 1, No. 1, pp. 77-87, 2008.
- [54] E. F. Camacho and C. Bordons, “Model predictive control“, *Springer*, 2nd edition, pp. 1-10, 2007.
- [55] X. Du, K. K. K. Htet and K. K. Tan, “Development of a Genetic-Algorithm-Based Nonlinear Model Predictive Control Scheme on Velocity and Steering of Autonomous Vehicles“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 11, pp. 6970-6977, 2016.
- [56] D. A. Abbink and M. Mulder, “Neuromuscular Analysis as a Guideline in designing Shared Control“, *Adv Haptics*, pp. 499-517, 2010.

- [57] P. Keadtipod, D. Banjerdpongchai, P. Kittisupakorn, “Design of Disturbance Observer and Model Predictive Control for Non-minimum Phase Time-delay System with Application to Industrial Boilers“, *Proceedings of the 2017 SICE Annual Conference*, pp. 1389-1394, 2017.

発表論文

<筆頭著者論文>

(国際学会)

- (1) Yu Fujimura, Tomokazu Abe, Seiji Hashimoto, Mitsunobu Kajitani, Jingying Lu and Wei Jiang, "Two-input Disturbance Observer Design in Electric Power Steering System, Proc. of ICTSS2017, A034, Gunma, Japan, 2017.
- (2) Yu Fujimura, Yuta Matsumoto, and Seiji Hashimoto, "A Design Method of Sliding Mode Controller for EPS System Combined With Vehicle Motion", Proc. of ICTSS2018, IPS09-03, Kiryu, Japan, 2018.
- (3) Yu Fujimura, Seiji Hashimoto, David Banjerdpongchai, "Design of Model Predictive Control with Nonlinear Disturbance Observer for Electric Power Steering System", 2019 SICE International Symposium on Control Systems (ISCS), 2019. (presented)

(国内学会)

- (4) 藤村 悠, 広瀬 達也, 橋本 誠司, 梶谷 満信, 阿部 己和 佐藤 健 権瓶 和彦, "最適レギュレータ及び外乱オブザーバを用いた EPS 制御における低周波外乱除去", 電気学会第 6 回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料, ETT-16-76, pp.222-224, 2016.
- (5) 藤村悠, 広瀬達也, 阿部己和, 橋本誠司, 梶谷満信, 佐藤健, 権瓶和彦, "LQ 制御に基づく電動パワーステアリングシステムの構築", 平成 28 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2016.
- (6) 藤村悠, 橋本誠司, Xu Song, "スライディングモードオブザーバを用いた EPS システムにおける車両の状態推定法", 第 60 回自動制御連合講演会, SuJ1-3, 2017.
- (7) 藤村悠, 橋本誠司, "車両と EPS システムにおけるスライディングモード制御器の一設計法", 電気学会第 8 回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料, ETT-18-58, pp.176-179, 2018.
- (8) 藤村悠, 橋本誠司, "電動パワーステアリングシステムにおける車両運動を考慮したモデル規範型スライディングモード制御器の一設計法", 平成 30 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-22, 2018.

< 共同著者論文 >

(Journal)

(9) Jingying Lu, Wei Jiang, Tomokazu Abe, Yu Fujimura, Seiji Hashimoto and Mitsunobu Kajitani, "An Observer Design Strategy in Electric Power Steering System", Journal of Technology and Social Science (JTSS), Vol. 1, No. 2, pp. 47-53, 2017.

(10) T. Abe, Y. Fujimura, T. Hirose, S. Hashimoto, M. Kajitani, K. Sato and K. Gonpei, "Electric Power Steering System Design Based on Linear Quadratic Control", Journal of Technology and Social Science (JTSS), Vol. 1, No. 2, pp. 37-46, 2017.

(国際会議)

(11) T. Abe, Y. Fujimura, T. Hirose, S. Hashimoto, M. Kajitani, K. Sato and K. Gonpei, "Linear Quadratic Control Design in Electric Power Steering System", Proc. of ICAMechs2016, ThuM03-04, pp.73-78, Melbourne, Australia, 2016.

(12) S. Hashimoto, and Y. Fujimura, "Sliding Mode Observer-based Precise Vehicle State Estimation for EPS Systems", Proc. of ICMEMIS2017, IPS08-01, Kiryu, Japan, 2017.

(国内会議)

(13) Jingying Lu, Wei Jiang, Y.Fujimura, T.Abe, S.Hashimoto and M.Kajitani, "Observer Design in Electric Power Steering System", 電気学会第7回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料, ETT-17-38, pp.94-97, 2017.

謝辞

最後に本論文をまとめるにあたり多くの方々にお世話になったことをこの場を借りて感謝いたします。本研究を進めるにあたり多大なるご指導ご鞭撻を頂きました橋本誠司教授に深く感謝いたします。またトビタテ！留学 JAPAN プログラムにおける交換留学にて三ヶ月の間研究室に所属・研究させていただいた David Banjerdpongchai 教授電気回路について学部時代から丁寧に教えてくださった遠坂俊昭先生に深く感謝いたします。また GFL 担当としてイベントの運営や日頃のアドバイスなどをしていただいた青木さん原田さんにも心から感謝いたします。最後に数々の有益な助言、的確なアドバイスをいただき共に協力して過ごした橋本研究室の皆様にも心から感謝申し上げます。誠にありがとうございました。